

H. BECKER

Anwendung der Elektronik im Werkzeugmaschinenbau

DK 621.385:621.9

Bei der modernen Werkzeugmaschine hat man die Hydraulik und die elektrische Steuerung mit Muskeln und Nerven verglichen. Die moderne Elektronik strebt, wie hier gezeigt wird, eine organische Vereinigung beider Funktionen an.

In steigendem Maße hat in den letzten Jahren die industrielle Elektronik auch im Werkzeugmaschinenbau an Boden gewinnen können. Gerade auf diesem Gebiet bringt die Anwendung von Röhren eine Reihe von Vorteilen mit sich, die vorwiegend mit der Möglichkeit zusammenhängen, die Drehzahl der Antriebswelle über einen großen Bereich stufenlos verändern zu können. Drehstrommotoren lassen keine große Drehzahländerung zu, so daß Getriebe erforderlich werden. Diese werden bei feinen Abstufungen recht teuer, bei groben Stufen verfehlen sie ihren Zweck, genau die jeweils wirtschaftlichste Drehzahl zu ermöglichen. Stufenlose mechanische Getriebe lassen sich im allgemeinen nur während des Laufes schalten, die mit ihnen erreichbare Schaltgeschwindigkeit ist begrenzt. Hydraulische Getriebe können zwar sehr schnell und unter Last geschaltet werden, unterliegen aber gewissen Beschränkungen hinsichtlich der übertragbaren Leistung und erfordern heute ohnehin meist bereits die Anwendung elektrischer Steuermittel.

Benutzt man dagegen Röhren, um den Antriebsmotor zu steuern, dann bietet sich durch die Gleichrichterwirkung der Thyatronröhren sofort der Einsatz von Gleichstrom-Nebenschlußmotoren an, deren gute Regeleigenschaften in bezug auf die Drehzahl bekannt sind. Außerdem lassen sich Nebenschlußmotoren im Anker und im Feld getrennt regeln, so daß alle auftauchenden Probleme hinsichtlich Drehzahl-, Drehmoment- und Leistungsverhalten durch Einstellen von Hand oder automatisch zu lösen sind.

Diese Einstellmöglichkeit ist an sich nicht neu, sie war jedoch wegen der in den Regelwiderständen auftretenden Leistungsverluste unwirtschaftlich. Zudem war die Bedienung dieser Widerstände, die wegen ihrer Größe nicht direkt am Arbeitsplatz angebracht werden konnten, denkbar unhandlich.

Eine andere Möglichkeit, ein annähernd lastunabhängiges und stabiles Drehzahlverhalten zu erreichen, ergibt sich durch Umformung des Wechselstromes in Gleichstrom mit Hilfe eines Leonardsatzes. Es ist jedoch leicht einzusehen, daß eine solche Anlage hohe Investitionskosten bedingt, denn außer je einem Drehstrommotor, Gleichstrom-generator und Gleichstrommotor sind auch noch Fundamente und der entsprechende Raum notwendig. Wenn man jedoch aus irgendwelchen Gründen nicht ohne Leonardumformer auskommt, dann bringt eine Röhrensteuerung zu den an sich bereits guten Eigenschaften einer derartigen Anlage noch eine weitere Verbesserung.

Um die Einsatzmöglichkeiten der Stromrichter für Steuer- und Regelaufgaben überblicken zu können, seien im folgenden noch einmal die

wichtigsten, für Gleichstrom-Nebenschlußmotoren geltenden Beziehungen dargestellt.

Für die Drehzahl n gilt

$$n = c_1 \frac{U - I \cdot R}{\Phi} \quad (1)$$

c_1 ist dabei eine Motorkonstante und Φ der dem Erregerstrom proportionale magnetische Kraftlinienfluß

$$\Phi = c_2 \cdot i \quad (2)$$

Die Drehzahl ist demnach

$$n = \frac{c_1}{c_2} \cdot \frac{U - I \cdot R}{i} = c_3 \frac{U - I \cdot R}{i} \quad (3)$$

Das Drehmoment ergibt sich aus $M_d = c_4 \cdot I \cdot \Phi$

oder durch Einsetzen von (2) zu $M_d = c_5 \cdot I \cdot i$ (4)

Schließlich ist die Leistung $N = n \cdot M_d$

und bei Berücksichtigung von (3) und (4)

$$N = c_6 (U \cdot I - I^2 \cdot R) \quad (5)$$

Aus (3), (4) und (5) läßt sich das Verhalten des Motors bei Änderung einer oder mehrerer der Veränderlichen U , I oder i leicht entnehmen. Zur Veranschaulichung möge Abb. 1 dienen, aus der das Verhalten

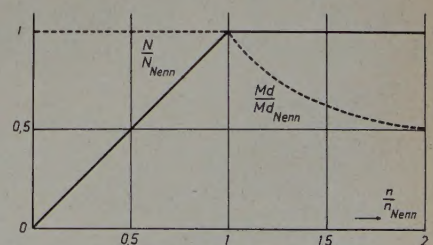


Abb. 1. Leistungs- und Drehmomentverhalten eines Gleichstrom-Nebenschlußmotors

von Drehmoment und Leistung in Abhängigkeit vom Drehzahlver-

hältnis $\frac{n}{n_{\text{Nenn}}}$ hervorgeht. Es wird deutlich, daß eine Ankerregelung

erforderlich ist, wenn das Drehmoment über den Drehzahlbereich konstant bleiben soll und daß man Feldregelung anwenden muß, um eine konstante Leistung zu erhalten.

Durch Kombination beider Methoden ergeben sich beliebig viele, durch eine Programmsteuerung lenkbare Zwischenlösungen.

Für viele Antriebszwecke ist es wünschenswert, die Drehzahl so konstant wie möglich zu halten. Dazu vergleicht man die Spannung des Ankers oder die eines Tachodynamos mit einem Sollwert und nutzt die Differenzspannung zum Steuern des Stromrichters aus, der seinerseits wieder die Drehzahl nachregelt.

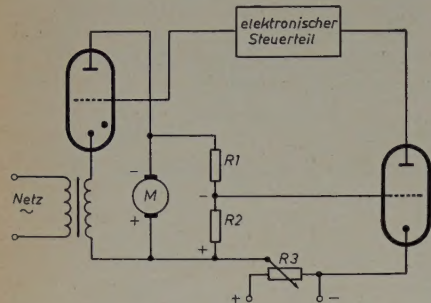


Abb. 2. Prinzipschaltung zur Drehzahlstabilisierung

Abb. 2 zeigt die grundsätzliche Wirkungsweise dieser Anordnung. Ein Teil der Ankerspannung wird an $R2$ abgenommen und zusammen mit der Sollspannung an $R3$ der Regelröhre zugeführt. Da es sich um Gleichspannungen handelt, entsteht auch am Außenwiderstand der Röhre ein mit der Differenzspannung variabler Wert, der zur Vertikalsteuerung im Gitterkreis herangezogen werden kann. Die Drehzahl ist durch Ändern der Sollspannung an $R3$ und damit der Differenzspannung einstellbar.

Es läßt sich leicht einsehen, daß diese Art der Drehzahlregelung eine Reihe von Vorteilen gegenüber der Regelung mit Widerständen im Ankerkreis hat. Die bedeutendsten sind, daß man praktisch leistungslos und mit kleinen Spannungen arbeiten kann. Die Bedienung wird damit gefahrlos und außerdem dadurch wesentlich vereinfacht, daß man das Potentiometer $R3$ direkt am Bedienungsteil der zugehörigen Maschine anbringen kann. Ein Ausführungsbeispiel zeigt Abb. 3 mit dem Bedienungsteil für einen Stromrichter der Firma Dr. Jovy, eingebaut in eine Zug- und Leitspindeldrehbank.

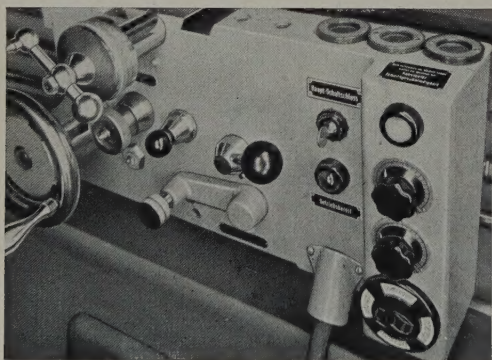


Abb. 3. Ausführungsbeispiel für den Bedienungsteil einer Motorsteuerung, dargestellt an einer Lieber-Zug- und Leitspindeldrehbank (Dr. Jovy)

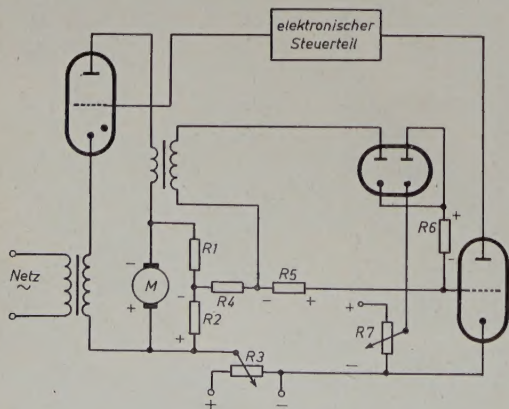


Abb. 4. Drehzahlstabilisierung mit IR-Kompensation und Ankerstrombegrenzung

Bei der eben erwähnten Schaltung wurde konstante Belastung des Motors vorausgesetzt. Nun ist aber bekannt, und das geht auch aus (1) hervor, daß die Drehzahl des Nebenschlußmotors von der Belastung abhängt, d.h. also vom Ankerstrom I . Ein Verfahren zur Drehzahlstabilisierung muß deshalb darauf gerichtet sein, das Produkt $I \cdot R$, die Ankerspannung, zu kompensieren.

Abb. 4 zeigt ein Prinzipschaltbild, das aus Abb. 2 hervorgegangen ist. Ein Stromtransformator im Ankerkreis des Motors erzeugt auf der Sekundärseite eine Spannung, die nach Gleichrichtung durch die erste Diodenstrecke der Ankerspannung entgegengeschaltet wird. Die zweite Diodenstrecke wirkt als Ankerstrombegrenzung und verhindert dadurch die Überlastung von Motor und Röhren. Vor allem beim Anfahren treten hohe Ströme auf, wenn zu schnell auf die geforderte Drehzahl hochgefahren wird. Eine Begrenzung des Stromes erlaubt dagegen das sofortige Einstellen der Nenndrehzahl mit dem geeichten Potentiometer, d.h. Motoranlauf mit maximalem Drehmoment.

Welche Drehzahlbereiche lassen sich nun bei Verwendung von Stromrichtern überstreichen? Aus (1) geht hervor, daß die Drehzahl bei konstantem Feldstrom vor allem von der angelegten Spannung abhängt. Deshalb hat z.B. ein Motor an 220 V einen Regelbereich von etwa 1 : 25, bei 800 V dagegen von rund 1 : 100, wenn man als minimale Kollektorspannung 8...9 V annimmt. Durch zusätzliche Feldregelung ist es möglich, bei Verwendung geeigneter Motoren den Drehzahlbereich auf das 5fache auszudehnen.

Hinzu kommt die Möglichkeit, die Drehrichtung umzukehren. Bei einfachen Stromrichtern erfolgt das durch ein Wendeschütz, während bei Umkehrstromrichtern ein zweiter, antiparallel geschalteter Thyatronersatz diese Aufgabe übernimmt. Bei einer solchen Anlage lassen sich dann für Vor- und Rückwärtslauf getrennte Drehzahlregler benutzen, so daß z.B. für bestimmte Aufgaben ein langsamer Vorlauf und ein schneller Rücklauf fest einstellbar sind. Bei automatischer Umsteuerung durch Endkontakte und gleichzeitiger Vorschubeinstellung läuft ein so vorgewählter Arbeitsgang selbsttätig ab.

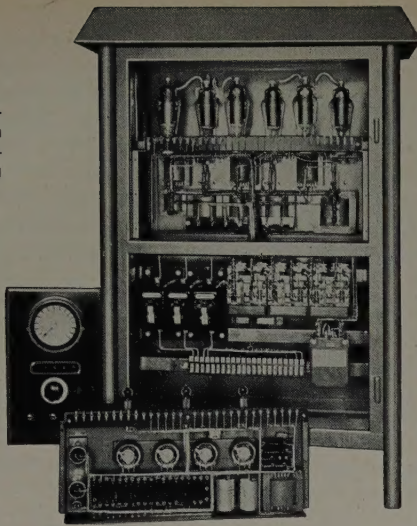
Das Bremsen des Motors erfolgt bei einfachen Stromrichtern mit nur einer Drehrichtung durch Umschalten des Ankers von der Stromversorgung auf einen Bremswiderstand, wobei die kinetische Energie durch Umsetzen in Wärme verlorengeht. Verwendet man dagegen einen Umkehrstromrichter, dann läßt sich der Motor auf die Rücklaufdrehzahl Null umschalten. Ein sehr wesentlicher Vorteil dieser Schaltung ist, daß der gittergesteuerte Gleichrichter als Wechselrichter arbeiten kann, so daß die kinetische Energie des Ankers in elektrische Energie umgewandelt und in das Netz zurückgeführt wird. Wenn auch die gewonnene Energie nicht sehr groß ist, so ist doch das sanfte Abbremsen in Verbindung mit der Ankerstrombegrenzung sowie das Fehlen großer Bremswiderstände ein wesentlicher Vorteil.

An welcher Stelle der Maschine der elektronische Teil des Antriebes untergebracht werden soll und ob er überhaupt mit der Maschine mechanisch verbunden sein soll, darüber gehen die Ansichten sehr auseinander. Für Ingenieure, Meister und Arbeiter im Werkzeugmaschinenbau, die gewohnt sind, mit solidem Stahl umzugehen, ist es begreiflicherweise eine große Umstellung, solch zerbrechlich aussehendes Zubehör wie Röhren an ihren Maschinen zu haben. Es ist verständlich, wenn in die Robustheit und Lebensdauer der Röhren, die ja an der Betriebssicherheit der Anlage in hohem Maße beteiligt sind, anfangs noch Zweifel gesetzt worden sind. Inzwischen ist aber die Röhrentechnik sehr weit fortgeschritten und hat ihre Erzeugnisse auch hohen Anforderungen angepaßt. Speziell für die Industrie-Elektronik stehen heute Röhren langer Lebensdauer und hoher Stoßfestigkeit zur Verfügung. Als Beispiel sei das Kleinthyatron Valvo 5727 erwähnt, das durch seinen Hartglaskolben und die äußerst stabile Abstützung des Elektrodensystems einer Stoßbeschleunigung bis zu 750 g (g = Erdbeschleunigung) gewachsen ist.

Diese Argumente sprechen dafür, wenigstens kleine elektronische Anlagen in die Maschinen einzubauen, soweit es sich um Neukonstruktionen handelt. Beim Umbau älterer Maschinen wird man meistens einen getrennten Aufbau vorziehen.

Bei einem Zug- und Leitspindeldrehbanktyp liegt z.B. der organisch eingebaute Stromrichter für eine Motorleistung bis zu 10 PS bei 380 V vollkommen geschützt sowie staub- und wasserdicht gekapselt an der Rückseite des Ständers. Bei der geschlossenen Bauweise und der Größe der verwendeten Röhren ($3 \times PL 105$) ist Fremdbelüftung erforderlich. Zu diesem Zweck saugt ein Gebläse Frischluft über ein Luftfilter an und kühlt gleichzeitig den Stromrichter und den

Abb. 5. Einfachmotorstromrichter, in Schaltschrank eingebaut (Dr. Jovy)



Motor. Besonders für den Motor ist diese Lösung sehr glücklich gewählt, da die Eigenbelüftung bei kleinen Drehzahlen kaum ausreicht. Den Bedienungsteil dieser Anlage zeigte bereits Abb. 3. Die Druckknöpfe „Rechtslauf“, „Linkslauf“ und „Halt“ (oben) steuern die Drehrichtung, die beiden Potentiometer die Drehzahl. Der untere Umschalter gestattet das Umschalten auf den Tischregler für gleichbleibende Schnittgeschwindigkeiten.

Dieser letzte Punkt verdient, besonders betont zu werden, denn konstante Schnittgeschwindigkeiten lassen sich am vorteilhaftesten elektronisch, nicht aber durch Stufengetriebe erreichen. Auf die Nachteile der ebenfalls verwendbaren stufenlosen mechanischen und hydraulischen Getriebe ist bereits eingangs hingewiesen worden. Der Vorzug konstanter Schnittgeschwindigkeit ist von großer Bedeutung, weil die Bearbeitung des Materials, beispielsweise beim Plandrehen, gleichmäßiger und mit Zeitgewinn erfolgen kann. Die Steuerung erfolgt in diesem Falle am günstigsten über das Feld des Motors. Nach Abb. 1 bedeutet das aber konstante Leistung, wenn über die Vorschubgeschwindigkeit noch der Ankerstrom I konstant gehalten wird, so daß bei verschiedener Spanstärke oder unterschiedlichem Material die Drehzahl nach der Gleichung

$$N = n \cdot M_d = U \cdot I$$

veränderbar ist. Man kann also mit bester Ausnutzung der Maschine arbeiten, ohne daß eine Überlastung durch dem Auge nicht sichtbare

Materialunterschiede auftritt. Das geht so weit, daß die Maschine anhält, wenn versehentlich ein zu großer Span angeschnitten und der Ankerstrom dadurch zu groß wird. Die Einstellung der Schnittgeschwindigkeit erfolgt über die Ankerspannung.

Für Maschinen, die nicht serienmäßig mit einer eingebauten elektronischen Steuer- und Regelanlage ausgerüstet sind oder platzmäßig nicht dafür geeignet sind, stehen Schaltschränke zur Verfügung, die über eine Fernsteuereinrichtung mit der Maschine verbunden sind. Der Schaltschrank (Abb. 5) der Firma Dr. Jovy enthält einen Einfachmotorrichter mit Wende- und Bremsschutz nach dem Prinzipschaltbild Abb. 6. Diese Anlage ist bereits nach dem Baukastenprinzip gebaut, das es gestattet, bei Ausfall einer Stufe die ganze Einheit auszuwechseln. Im Vordergrund steht beispielsweise der elektronische Steuerteil, an dem vier Potentiometer zu erkennen sind, die mit Drucktasten eine feste Einstellung von vier verschiedenen Drehzahlen erlauben.

Ähnlich aufgebaut, jedoch zum Einbau gedacht, sind die Stromrichter der Firma Pintsch-Electro. Die Einbaustuerung (Abb. 7) gehört zu einer kleinen Anlage mit 0,5 kW Typenleistung und einem Drehzahlbereich 1 : 40 durch Ankersteuerung. Die Drehzahlkonstanz ist hierbei $\pm 1\%$. Aus der Abbildung ist klar zu erkennen, wie übersichtlich und leicht zugänglich die einzelnen Bausteine angeordnet sind. Jedes Thyatron ist mit den zugehörigen Schaltelementen getrennt mon-

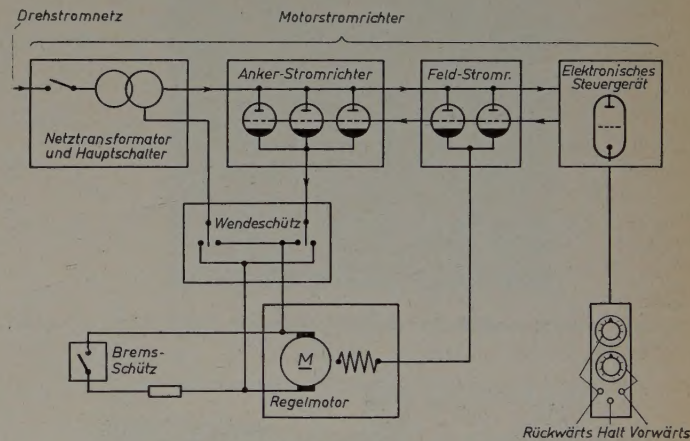


Abb. 6. Prinzipschaltung eines Einfachmotorstromrichters

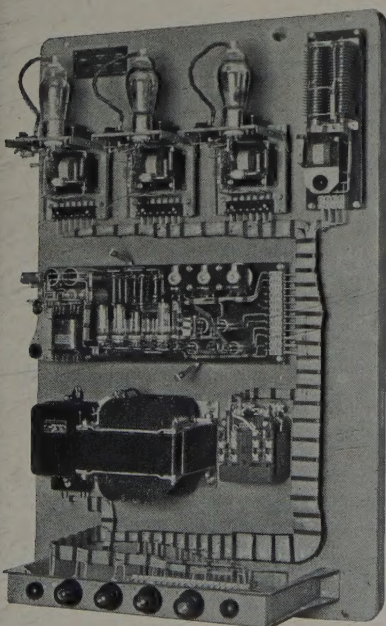


Abb. 7. Einbaustuerung für eine Typenleistung von 0,5 kW (Pintsch-Electro)

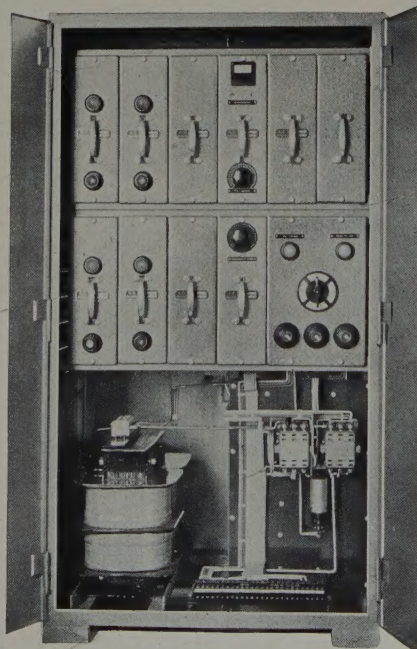
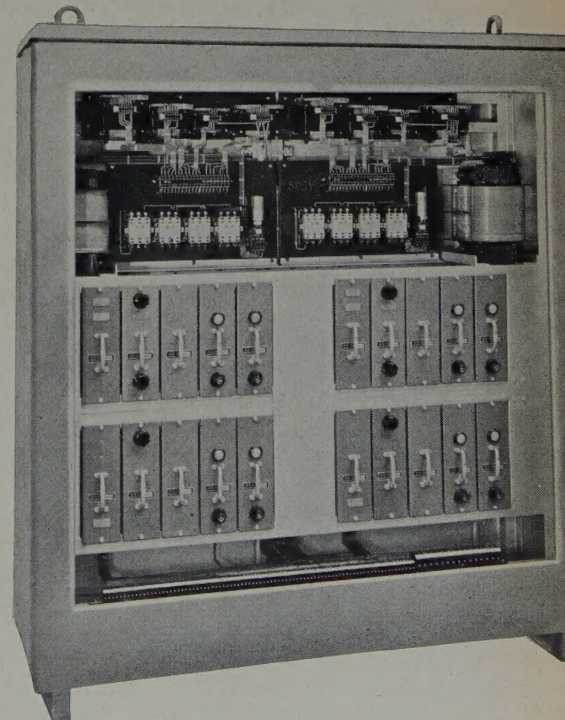


Abb. 8a und b. Ausführungsbeispiele elektronischer Nachlaufregelungen für Supportverstellung (G. Ziegler)



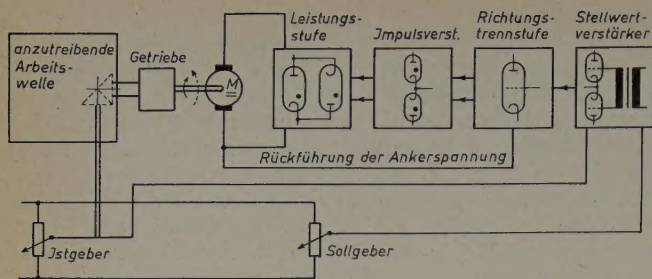


Abb. 9. Blockschaltbild einer Nachlaufregelung (G. Ziegler)

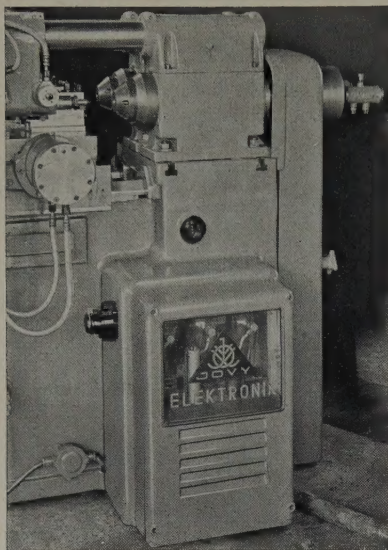


Abb. 10. Motorstromrichter in einem Dreh- und Bohrautomaten „Drehbomat I“ (Dr. Jovy)

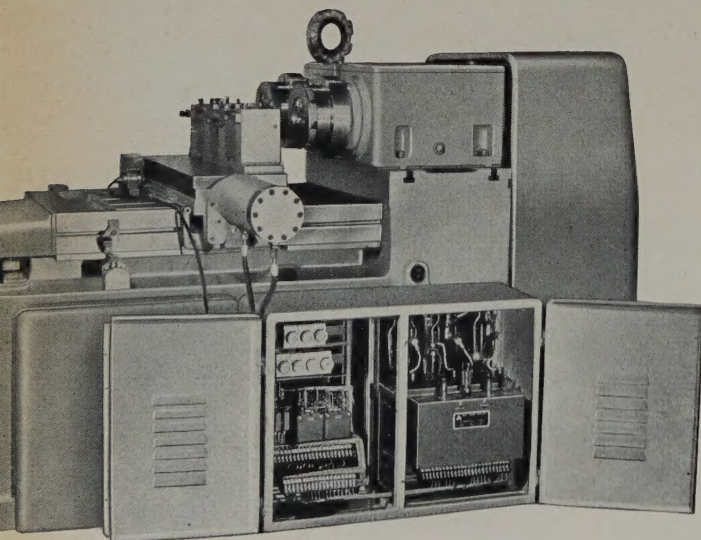


Abb. 11. Motorstromrichter an einem Dreh- und Bohrautomaten „Drehbomat II“ (Dr. Jovy)

tiert, desgleichen der Regelverstärker und die übrigen Einheiten. Auch einem in der Elektronik wenig erfahrenen Monteur ist es daher möglich, mit einigen Handgriffen ein defektes Bauelement zuverlässig gegen ein Reserveteil auszuwechseln.

Daß sich diese Bauweise immer mehr durchsetzt, ist sehr zu begrüßen, denn abgesehen davon, daß an Fachkräften auf dem Gebiet der Elektronik noch akuter Mangel herrscht, ist ein zufällig auftretender Fehler stets mit Produktionsausfall verbunden. Die Hauptvoraussetzungen für eine reibungslose Reparatur sind deshalb Übersichtlichkeit und leichte Montage.

Ein besonders markantes Beispiel für die Verwendung von Standardbausteinen in elektronischen Steuerschränken für Antriebsleistungen bis zu 60 PS zeigt die Gegenüberstellung der Abb. 8a und 8b. Es handelt sich dabei um Nachlaufregelungen der Firma G. Ziegler, wie sie etwa zum Verstellen von Supporten an Hobelmaschinen, zum Verstellen von großen hydraulischen Verstärkern oder zum Kopieren an Werkzeugmaschinen Verwendung finden.

Die Bausteine sind mittels starker Messerkontakte in einem Profilrahmengestell untergebracht und lassen sich daher schnell auswechseln. Dadurch besteht auch die Möglichkeit, sich beim Aufbau der Anlage den räumlichen Verhältnissen des Betriebes anzupassen. Die Anzahl der Bausteine ist dabei durch die geforderte Leistung und das zu erfüllende Steuerprogramm bedingt.

Die Wirkungsweise einer Nachlaufsteuerung geht aus dem Prinzipschaltbild (Abb. 9) hervor. Der Gleichstrommotor verstellt über ein Getriebe beispielsweise einen Support, wobei die Stromversorgung über einen Stromrichter erfolgt, der in vier Baustufen aufgeteilt ist: 1. Leistungsstufe, 2. Impulsverstärker, 3. Richtungstrennstufe, 4. Stellwertverstärker.

Die Thyatron der Leistungsstufe werden durch den Impulsverstärker phasenrichtig gezündet, während die Richtungstrennstufe die ankommenden Kommandos nach Richtung und Größe unterscheidet. Der Stellwertverstärker verstärkt die Verstellkommandos, die sich aus der Differenzspannung der Soll- und Istwertgeber ableiten. Dabei kann der Istwertgeber ein mit der Antriebswelle des Untersetzungsgetriebes gekuppeltes Potentiometer oder ein Drehfeldgeber sein. Der Verstellmotor läuft jeweils so lange, bis Soll- und Istwert übereinstimmen.

Mit welchem geringem Platzbedarf eine Motorsteuerung auskommen kann, zeigt die wiederum mit $3 \times \text{PL } 105$ bestückte ältere Anlage an einem Dreh- und Bohrautomaten „Drehbomat I“ (Abb. 10). Der Stromrichter für eine Motorleistung von 5 PS ist allseitig gekapselt und an der Rückseite des Maschinenbettes eingebaut, wo er leicht zugänglich ist.

Ein gutes Beispiel dafür, daß man eine elektronische Steuerung auch nachträglich an eine bereits bestehende Maschine anbauen kann, zeigt Abb. 11 (Dreh- und Bohrautomat „Drehbomat II“), bei der die gesamte elektronische Anlage für 8,5 kW Leistung in einen zur Maschine passenden Schrank eingebaut wurde. Dieses Beispiel könnte der Werkzeugmaschinenindustrie als Anreiz dienen, ihre Maschinen in ähnlicher Art für wahlweise elektronischen Antrieb auszurüsten.

Zur Steuerung großer Leistungen wird auch heute noch der Leonard-Umformer verwendet. Auch bei Antrieben stark schwankender Belastung, die zumindest einen Umkehrstromrichter erfordern würden, bevorzugt man aus kommerziellen Gründen noch oft den Leonardsatz. Man muß sich jedoch darüber im klaren sein, daß ein Motorumformer gegenüber einem Stromrichter einen erheblich niedrigeren Wirkungsgrad hat. Der Wirkungsgrad und gleichzeitig damit auch die Regeleigenschaften lassen sich verbessern, wenn man die Erregerwicklungen des Steuergenerators und des Arbeitsmotors über Stromrichter speist. Dadurch bleibt dann außerdem die Drehzahl auch in den unteren Bereichen stabil. Der Drehzahlbereich läßt sich insgesamt etwa um den Faktor 4 bis 5 erweitern, und es braucht keine Energie mehr in den Feld-Vorwiderständen vernichtet zu werden.

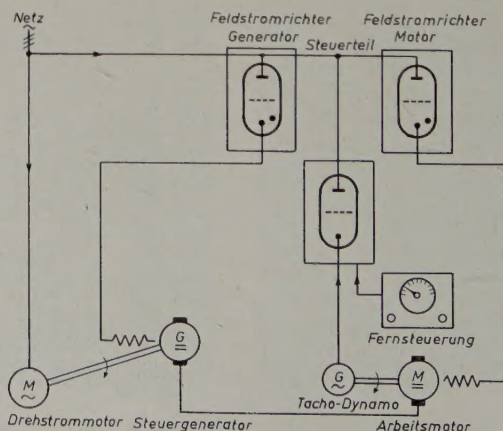


Abb. 12. Prinzipschaltung eines elektronisch gesteuerten Leonardsatzes

In Abb. 12 ist die Prinzipschaltung eines elektronisch gesteuerten Leonardantriebes dargestellt. Das Drehstromnetz speist gleichzeitig die beiden Feldstromrichter und den Antriebsmotor, meistens einen Induktionsmotor. Mit dem Motor ist ein Gleichstrom-Nebenschluß-generator gekuppelt, der den Arbeitsmotor, ebenfalls eine Nebenschlußmaschine, antreibt. Durch das über den Generator-Feldstromrichter veränderbare Feld ist die Ankerspannung und damit die Drehzahl des Arbeitsmotors zwischen $+100\%$ und -100% bei fester Felderregung stetig regelbar. Durch einen Stromrichter im Arbeitsmotorfeld läßt sich die Drehzahl in noch weiteren Grenzen beeinflussen. Mit dem Arbeitsmotor ist ein kleiner Tachodynamo fest verbunden, der eine drehzahlabhängige Spannung abgibt. Sie wird einem Steuerteil zugeführt und dort wieder mit einem Sollwert verglichen und den Feldstromrichtern zugeführt, so daß die Drehzahl mit großer Genauigkeit konstant bleibt.

Es ist zweckmäßig, die Feldstromrichter mit dem Leonard-Umformer räumlich eng zusammenzubauen und die Bedienung über eine Fernsteuerung vorzunehmen. Zwei derartige Anlagen zeigen die Abb. 13 und 14. Sie sind für die Drehzahlregelung von Hobelantrieben bestimmt und mit elektronischer Drehzahlstabilisierung und Drehmomentbegrenzung ausgerüstet. An Hobelmaschinen benutzt man elektronische Motorsteuerungsanlagen vorteilhaft zum Antrieb des Schlittens. Neben der Möglichkeit der Drehzahlregelung ist hierbei besonders die schnelle Umkehrbarkeit in Verbindung mit verschiedenen Vor- und Rücklaufgeschwindigkeiten von Bedeutung.

Neben den bisher angeführten Beispielen werden Motorsteuerungen auch für alle anderen Werkzeugmaschinentypen verwendet, doch arbeiten sie grundsätzlich nach dem gleichen Prinzip. Deshalb sei hier auf die weitere Beschreibung einzelner Ausführungen verzichtet und nur auf einige charakteristische Punkte hingewiesen.

Für Fräsbänke eignet sich eine elektronische Steuerung sowohl für den Antrieb der Hauptspindel als auch für die Transportwelle. Besonders der große Drehzahlbereich und die leichte Umkehr der Drehrichtung sind hierbei von Bedeutung. Auch ist bei diesen Maschinen wieder die Einstellung einer konstanten Schnittleistung möglich, so daß beispielsweise die empfindlichen Fingerfräser nicht mehr der Gefahr des häufigen Abbrechens ausgesetzt sind. Profilfräser lassen sich so optimal ausnutzen und dabei doch schonen, wodurch sich ein Minimum an zeitraubender Nachschleifarbeit ergibt. Die genannten Eigenschaften sind ganz besonders für Kopierfräsbänke wichtig, bei denen die sich ändernden Schnitttiefen im Zusammenhang mit konstantem Vorschub eine stark wechselnde Belastung bedeuten. Die Einstellung konstanter Schnittleistung paßt dagegen die Vorschubgeschwindigkeit automatisch der Schnitttiefe an. Durch entsprechende Einstellung der Ankerstrombegrenzung hält auch hier die Maschine an, wenn durch zu große Materialstärken oder Materialfehler die gewählte Schnittleistung überschritten wird.

Eine interessante Anwendung ist weiterhin der Antrieb der Schleifscheibe bei Schleifmaschinen. Ein Stromrichter ermöglicht das Arbeiten mit konstanter Umfangsgeschwindigkeit der Scheibe, so daß man eine saubere Oberfläche unabhängig von der Belastung, d. h. von dem Grad der Unebenheiten, erhält. Läßt man durch die Tischbewegung jeweils nach Durchlaufen des Werkstückes Endkontakte betätigen, die einen Vorschub des Tisches um eine Scheibenbreite bewirken, dann kann man die Maschine automatisch arbeiten lassen.

In den bisherigen Beispielen erfolgte die Einstellung der Drehzahl und der Drehrichtung durch Einstellen der Potentiometer von Hand oder mittels mechanischer Abtastung. Eine weitere Möglichkeit bietet die fotoelektrische Motorsteuerung. Gegenüber der bisherigen Schaltungstechnik bestehen kaum Unterschiede, nur wird der mechanisch gesteuerte Istwertgeber der Abb. 9 durch eine Fozelle mit nachfolgendem Verstärker ersetzt (Abb. 15). Das heißt also, daß beispielsweise bei einer mittleren Beleuchtungsintensität der Motor stillsteht, bei wachsender Beleuchtung in einer Drehrichtung anläuft und bei Lichtschwächung die Drehrichtung än-

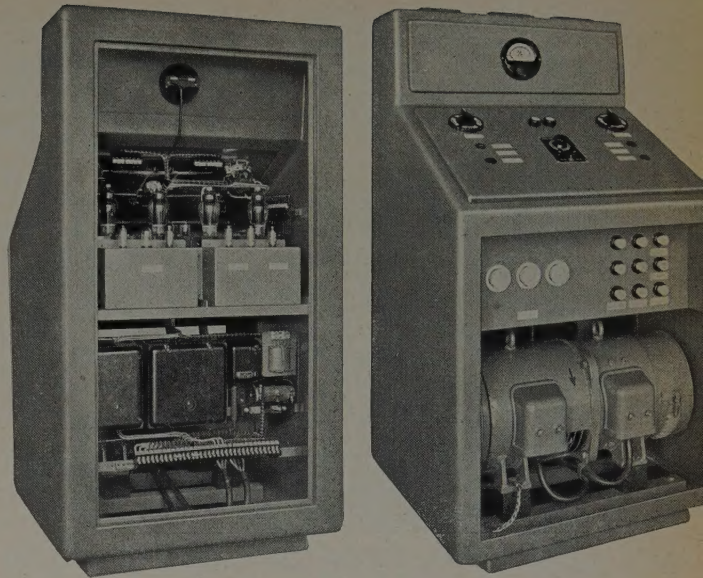


Abb. 13 und 14. Ausführungsbeispiele elektronisch gesteuerter Leonardumformer für den Antrieb von Hobelmaschinen (Dr. Jovy)

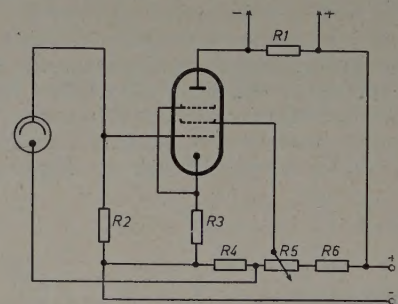


Abb. 15. Istwertgeber für eine fotoelektrische Nachlaufregelung

dert. Es ist leicht einzusehen, daß die Drehzahl auch durch eine Fozelle stufenlos veränderbar ist. Der Motor läuft also bei kleinen Lagekorrekturen von Werkstücken nicht mit der vollen Drehzahl an, was unvermeidbar zu Pendelungen führen würde, sondern gleicht kleine Abweichungen sofort durch entsprechend kleine Drehzahländerungen aus.

Eine fotoelektrische Motorumkehrsteuerung eignet sich hervorragend zur vollautomatischen Zeichnungsabtastung an Brennschneidmaschinen. Bei einer von der Firma Ziegler gebauten Steueranlage (Abb. 16) dreht ein Steuermotor einen auf der Tischplatte laufenden Laufrollenkopf in seine verschiedenen Vorschubrichtungen. In einer starr mit dem Kreuzwagen verbundenen Optik wird ein Lichtpunkt erzeugt und über die auf dem Tisch befindliche Zeichnung geführt. Eine Fozelle tastet die Zeichnung ab und beeinflusst den Motor derart, daß er in Ruhe bleibt, wenn der Lichtpunkt halb schwarz und halb weiß steht. Bei geringen Abweichungen nach schwarz oder weiß läuft er in

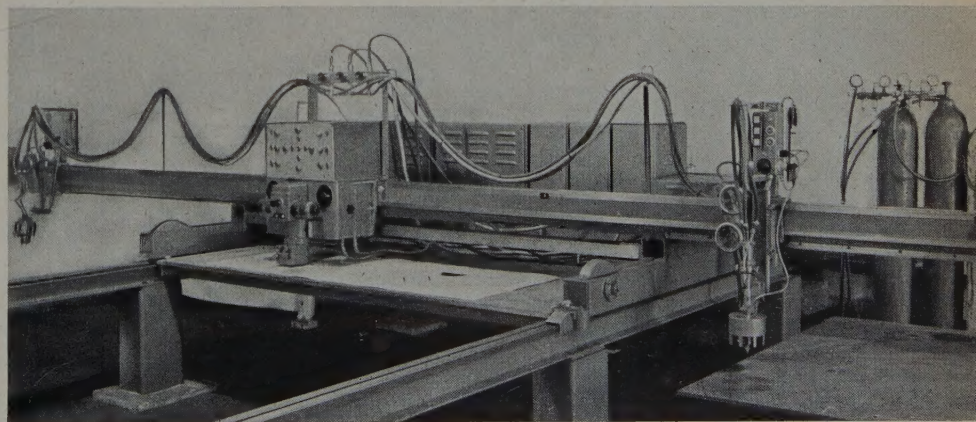


Abb. 16. Nachlaufregelung mit fotoelektr. Fühler (G. Ziegler) an Brennschneidmaschine (Kjellberg-Eberle)

der einen oder anderen Drehrichtung an. Der autogene Schweißbrenner am Auslegearm des Kreuzwagens wird somit genau nach der Zeichnung geführt. Die Regelung der Zeichnungsabtastung sorgt automatisch dafür, daß der Steuermotor die Maschine bei schwachen Krümmungen der Zeichnung nur langsam wendet, bei scharfen Ecken dagegen so schnell wie möglich.

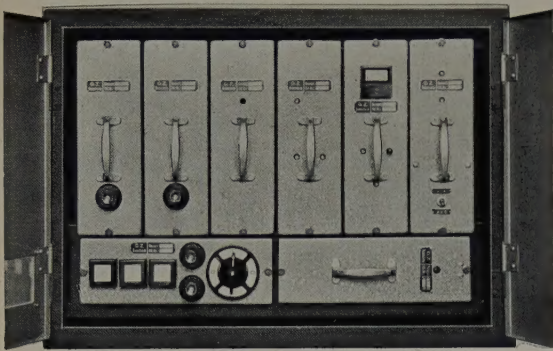


Abb. 17. Steuerschrank für fotoelektrische Zeichnungsabtastung (G. Ziegler)

Die Steuereinrichtung zur Zeichnungsabtastung umfaßt mehrere Steuer- und Regelgeräte, die in beispielhafter Anwendung des Baukastenprinzips in einem Steuerschrank vereinigt sind (Abb. 17).

Es kommt vor, daß das zu schneidende Material nicht eben ist, so daß die Brennerhöhe laufend verstellt werden muß. Um einen sauberen Schnitt zu gewährleisten und die Notwendigkeit einer ständigen Überwachung der Maschine zu vermeiden, kann zusätzlich zur Zeichnungsabtastung eine automatische Brennerhöhenverstellung vorgesehen werden (Abb. 18). Um den Brenner stets in gleicher Höhe über

dem zu schneidenden Material zu halten, wird der Abstand induktiv abgetastet. Die bei Abstandsänderungen auftretenden Induktivitätsänderungen gleicht ein über einen Verstärker beeinflusster Motor durch Heben oder Senken des Brenners aus. Zum Vermeiden von Fehlregelungen am Anfang und am Ende der Platte ist ein Flammenwächter eingebaut, der einen Hilfsstrom über die Flamme schickt. Bei Unterbrechung dieses Hilfsstroms schaltet der Verstellmotor ab.

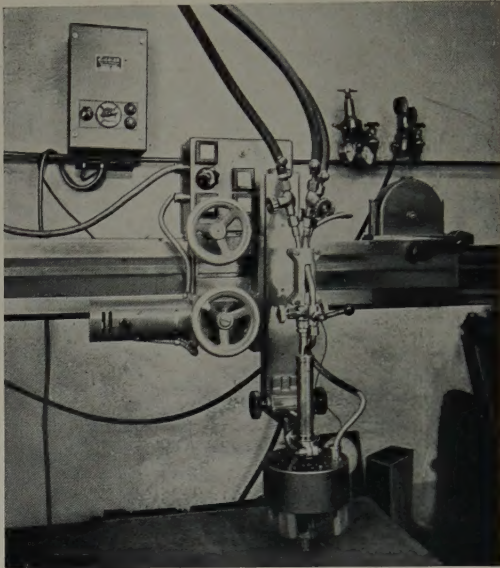


Abb. 18. Automatische kontaktlose Brenner-Abstandseinstellung (G. Ziegler)

Richtlinien der Technischen Kommission »Antennen« im ZVEI

Die Technische Kommission der Fachunterabteilung »Antennen« im ZVEI hat einheitliche Definitionen für Gewinn, Vor-Rückverhältnis, Bandbreite usw. ausgearbeitet, und die dem ZVEI angeschlossenen Antennenhersteller haben beschlossen, ab Herbst 1955 die technischen Daten ihrer Antennen nach den folgenden Definitionen anzugeben:

1) Alle sich auf einen Kanal beziehenden Daten sind bei drei Frequenzen, nämlich den Kanalrändern und der Kanalmitte zu messen. Aus diesen drei Werten ist ein Mittelwert zu bilden, bei dem der in der Kanalmitte gemessene Wert doppelt zählt, d. h. es werden der am unteren Kanalrand gemessene Wert, das Doppelte des in der Kanalmitte gemessenen Wertes und der am oberen Kanalrand gemessene Wert addiert und die Summe durch vier dividiert. Für Angaben, die sich auf ein ganzes Band beziehen, werden die so für jeden Kanal ermittelten Werte nochmals addiert und durch die Zahl der Kanäle des Bandes dividiert.

2) Antennengewinn ist das Verhältnis der größten von einer Antenne aus der Hauptempfangsrichtung von vorn aufgenommenen Spannung zu der Spannung, die ein auf die jeweilige Meßfrequenz abgestimmter und auf 240 Ohm angepaßter Schleifendipol in seiner Hauptempfangsrichtung liefert, wenn beide Antennen mit einem Verbraucherwiderstand von 240 Ohm abgeschlossen sind. Antennen für 60 bzw. 120 Ohm Fußpunkt-widerstand sind auf 240 Ohm umzurechnen.

3) Vor-Rückverhältnis ist das Verhältnis zwischen der von einer Antenne von vorne aus ihrer Hauptempfangsrichtung aufgenommenen Spannung zu dem im folgenden erläuterten Mittelwert aus der von hinten aufgenommenen Spannung. Der Mittelwert aus der von hinten aufgenommenen Spannung wird gebildet aus dem Spannungswert der größten rückwärtigen Keule, die in dem Winkelraum zwischen 90 und 270 Grad der horizontalen Ebene, bezogen auf die Hauptempfangsrichtung, einfällt und der rückwärtigen Spannung die genau entgegengesetzt der Hauptempfangsrichtung, also beim Winkel von 180 Grad, einfällt.

4) Öffnungswinkel einer Antenne ist der Winkel in der horizontalen Ebene zwischen den Richtungen, bei denen die aufgenommene Spannung auf 71% der von vorn aus der Hauptempfangsrichtung aufgenommenen Spannung absinkt.

5) Stehwellenverhältnis ist ein Maß für die Fehlanpassung einer Antenne. Es wird ausgedrückt durch das Verhältnis $U_{max} : U_{min}$, wobei U_{max} und U_{min} die Maximal- bzw. Minimalwerte der Spannung sind, die längs einer Leitung mit vernachlässigbar kleiner Dämpfung auftreten, über die die

Antenne mit ihrer Meßfrequenz gespeist wird. Der Wellenwiderstand der HF-Leitung muß dabei dem Sollwert des Antennenwiderstandes (gewöhnlich 240 Ohm) entsprechen.

Im folgenden sind einige Werte zusammengestellt, die nach dem heutigen Stand der Technik höchstens erreichbar scheinen. Dabei ist zu bemerken, daß die Dimensionierung einer Antenne auf Höchstwerte in einer Eigenschaft die Werte für die anderen Eigenschaften etwas absinken läßt. So wird beispielsweise eine auf höchstes Vor-Rückverhältnis dimensionierte Antenne nicht ganz die in der folgenden Tabelle angegebenen Werte für Gewinn erreichen.

| Art der Antenne | Schmalbandantenne 1-Kanal-Ausführung | Breitbandantenne für 7 Kanäle im Band III |
|---|---|---|
| 1-Stock-Antenne mit 3 Elementen (1 Direktor und 1 Reflektor) | 6,0 dB | 5,0 dB |
| 1-Stock-Antenne mit 4 Elementen | 7,0 dB | 5,5 dB |
| 2-Stock-Antenne mit 3 Elementen | 8,5 dB | 7,0 dB |
| 2-Stock-Antenne mit 4 Elementen | 9,5 dB | 8,0 dB |
| 4-Stock-Antenne mit 3 Elementen | 11,0 dB | 9,0 dB |
| 4-Stock-Antenne mit 4 Elementen | 12,0 dB | 10,0 dB |
| 1-Stock-Antenne mit 10 Elementen | 10,0 dB | — |
| 2-Stock-Antenne mit 10 Elementen | 12,0 dB | — |
| 1-Stock-Antenne mit 2 Elementen | — | 3,0 dB |
| 2-Stock-Antenne mit 2 Elementen | — | 6,0 dB |
| 4-Stock-Ganzwellen-Antenne mit Reflektor | — | 11,0 dB |
| 2-Stock-Ganzwellen-Antenne mit Reflektor | — | 8,0 dB |

Bei den Mehrstockantennen ist ein Abstand der Ebenen von $0,5 \lambda$ angenommen. Wird der größere, optimale Abstand gewählt, dann können bis um 1 dB höhere Werte bei 2-Stock- und bis um 2 dB höhere Werte bei 4-Stock-Antennen erreicht werden.

Beim Vor-Rückverhältnis lassen sich mit 1-Kanal-Yagi-Antennen von 3 oder mehr Elementen nach obiger Definition höchstens 26 dB erreichen. Bei Antennen, die nur Reflektoren enthalten, sind 20 dB nicht zu überschreiten.

Elektronische Vorschubantriebe

DK 621.316.718.5:621.34:621.9

Die Entwicklung elektronischer Motorsteuerungen hat in den vergangenen zehn Jahren zu einer Reihe von erprobten und technisch reifen Lösungen geführt, von denen die Vorschubantriebe, insbesondere für den Werkzeugmaschinenbau, besondere Beachtung verdienen.

Von Vorschubantrieben wird im allgemeinen ein großer Drehzahlverstellbereich und möglichst starres Antriebsverhalten, d.h. Unempfindlichkeit gegen Belastungsstöße, verlangt. Es liegt auf der

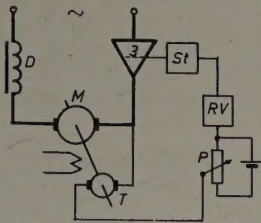


Abb. 1. Prinzipschaltung eines elektronischen Drehzahlreglers

Hand, zur Lösung dieser Aufgabe die idealen Regelmöglichkeiten des Gleichstromnebenschlußmotors auszunutzen, der in der Drehzahl durch Veränderung der Ankerspannung praktisch bis 1 : 50 und durch Veränderung der Feldspannung bis 1 : 5 verstellbar werden kann. Im Ankerbereich ist eine Belastung des Motors mit Nennmoment möglich, während im Feldbereich das zulässige Moment mit wachsender Feldschwächung kleiner wird. Da bei Vorschubantrieben im allgemeinen die Drehzahlverstellung nur über die Ankerspannung vorgenommen wird, soll im folgenden ausschließlich dieser Fall zugrunde gelegt werden.

Für die Versorgung des Ankers eines Gleichstrommotors mit einer gut und in weitem Bereich veränderbaren Gleichspannung kommen grundsätzlich der Leonardgenerator, der Selengleichrichter in Verbindung mit einer Steuerrassel und schließlich sogenannte Gasentladungsgleichrichter in Frage. Letztere werden für kleinere und mittlere Leistungen durch Thyatronröhren dargestellt, die einen wesentlichen Bestandteil elektronischer Antriebe bilden.

Das Thyatron ist mit einer Glühkatode, einem Steuergitter und einer Anode versehen und in der Lage, in seiner Durchlaßrichtung (Katode → Anode) je nach Typ mittlere Gleichströme zwischen 0,1 und 25 A zu führen. Der Systemaufbau ist in seiner Robustheit der industriellen Anwendung angepaßt. Es kann mit der für den Industriebetrieb beachtlichen mittleren Lebensdauer von 15000 Betriebsstunden gerechnet werden.

Gegenüber Leonardsatz und Steuerrassel hat die Röhre den Vorteil, unverzüglich von dem Sperrzustand in einen Zustand sehr kleinen Innenwiderstandes übergeführt werden zu können, während beim normalen Leonardgenerator die Remanenz und bei der Rassel deren Impedanzbereich engere Grenzen setzen, die außerdem nicht mit der gleichen hohen Geschwindigkeit angesteuert werden können. Aus dem Gesagten folgt, daß bei Verwendung gasgefüllter Gleichrichter röhren Ankerspannungs-, d.h. Drehzahlverstellungen in extrem großen Bereichen bei kürzesten Verstellzeiten möglich sind. Bei üblichen Vorschubantrieben, wie sie von der *Pintsch-Electro GmbH* hergestellt werden, kann die Drehzahl über ein Einstellpotentiometer von Null bis zu einem Maximalwert gesteigert werden, wobei in einem Bereich von 1 : 40 keine nennenswerten Drehzahländerungen, auch bei stoßartiger Belastung des Motors mit Nennmoment, auftreten. Dieses starre Getriebeverhalten, das auch bei niedrigster Drehzahl gegeben ist, wird durch die nahezu unverzüglich reagierenden elektronischen Elemente bewirkt, die in dem geschlossenen Regelkreis zur Überwachung der vorgewählten Drehzahl angeordnet sind. Das Prinzip der Regelung ist in Abb. 1 angedeutet.

Über eine dreiphasige Anordnung von Thyatronröhren wird der Vorschubmotor aus dem Drehstromnetz mit Gleichspannung versorgt.

Um die Welligkeit des Ankerstroms, die eine Herabsetzung des Wirkungsgrades und eine Einengung des Arbeitsbereiches der Anlage bedingt, kleinzuhalten, wird eine Glättungsdrossel *D* in den Ankerkreis eingefügt. Häufig ist noch ein Leistungstransformator zur Anpassung an die Netzverhältnisse vorhanden.

Um die eingestellte Drehzahl des Vorschubmotors *M* auch dann konstant zu halten, wenn Belastungsstöße auftreten, wird über die Tachometermaschine *T*, eine am Potentiometer *P* einstellbare Vergleichsspannung, den Regelverstärker *RV* und den Gittersteuersatz *St* ein Regelkreis gebildet. Die Wirkung der Regelung ist so, daß ein Absinken oder Ansteigen der Motordrehzahl über das Thyatronsteuergitter eine solche Beeinflussung der Ankerspannung bewirkt, daß die am Potentiometer *P* vorgewählte Drehzahl erhalten bleibt. Da die Regelung über Röhren, d.h. über praktisch trägheitslose elektronische Elemente, erfolgt, ist die Regelgeschwindigkeit so groß, daß das für Vorschubaufgaben wichtige starre Antriebsverhalten gegeben ist. Die große Regelgeschwindigkeit kommt dann zur vollen Geltung, wenn bei kleinsten Motordrehzahlen die kinetische Energie der bewegten Massen kaum noch zur Pufferung von Laststößen herangezogen werden kann. Sowohl die schnelle Regelung als auch der sehr große Regelbereich sichern der Elektronik ihre Bedeutung für schwierige Vorschubaufgaben, zumal die Entwicklung von robusten Industriethyatronen und Langlebensdauer-Röhren Bedenken gegen die Verwendung von „Röhren“ unbegründet erscheinen lassen.

Abb. 2 zeigt das Einbauchassis für den elektronischen Vorschubantrieb einer Fräsmaschine. Die Anordnung der einzelnen Elemente

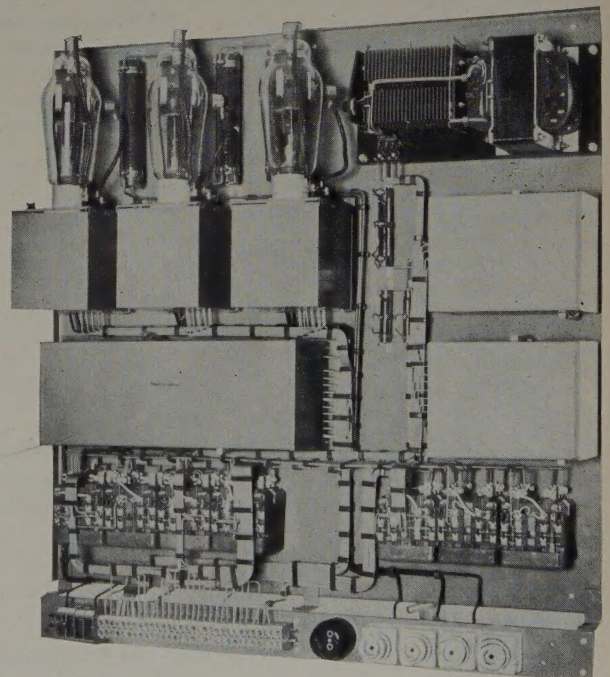


Abb. 2. Einbauchassis für den Vorschubantrieb einer Fräsmaschine

auf dem Chassis ist ebenso wie die Verdrahtung so klar und übersichtlich gehalten, daß die Beseitigung etwaiger Störungen auch von nicht speziell geschultem Personal vorgenommen werden kann. Regelverstärker, Röhren- und Relais-einheiten sind in kurzer Zeit auswechselbar.

Neben der Chassisbauweise steht die weniger übersichtliche aber raumsparende Einschubbauweise, bei der sich unter Umständen eine günstige konstruktive Anpassung an die Maschine erreichen läßt.

Grundsaltungen elektronischer Regler mit Rückführung · Betriebsverhalten typischer Reglerarten

DK 621.316.718.5

Das Vordringen der Regelungstechnik in die verschiedenartigsten Gebiete entspringt dem Wunsche nach Automatisierung, d.h. eine physikalische, chemische oder sonstige innerhalb der Regelstrecke erfaßbare Größe soll konstantgehalten oder durch einen vorgegebenen Einfluß geregelt werden. Da die Regelstrecke in den weitaus meisten Fällen gegeben ist, ist es notwendig, die Regler so zu bauen, daß sie an die Regelstrecken optimal angepaßt werden können. Die von der theoretischen Regeltechnik geforderten idealen Regler erfüllen diesen Wunsch. Zweifellos ist die Konstruktion dieser Regler unter Verwendung elektronischer Mittel eine der elegantesten Methoden, da für die meisten Regelaufgaben keine andere Lösung so feinfühlig, vielseitig, schnell und genau arbeitet. Nachstehend soll eine bekannte Reglerschaltung untersucht werden, die dem idealen Regler sehr nahe kommt, aber nicht ohne weiteres eichbar ist. Danach werden aus einer sehr einfachen Grundsaltung Schaltungen der verschiedenen Reglertypen (P, PD, PI, PID) [1] entwickelt, die den vorgenannten Nachteil vermeiden. Außerdem werden hierfür Zusatzschaltungen angegeben, die für die Begrenzung derselben oder einer weiteren Regelgröße notwendig sind. Ein Beispiel zeigt, wie aus diesen Schaltungen eine elektronische Motorregelung aufgebaut werden kann.

Die Grundgleichungen des Regler

Die genormten Bezeichnungen der Regler sind so gewählt, daß aus ihnen direkt die charakteristische Arbeitsweise der Regler hervorgeht. Ein PID-Regler erzeugt demnach eine Ausgangsgröße y (Stellgröße), die sich aus einem proportionalen, integralen und differentialen Anteil der Eingangsgröße x (Regelgröße) zusammensetzt. Von einem idealen Regler wird gesprochen, wenn die Anordnung keine eigene Zeitkonstante (Schleppungsbeiwert) hat. Somit kann die Differentialgleichung für den idealen PID-Regler sofort angeschrieben werden

$$Y(t) = r_1 \cdot X'(t) + r_0 X(t) + r_{-1} \int X(t) dt \quad (1)$$

Ein PID-Regler mit einem Schleppungsbeiwert hätte die Gleichung

$$Y'(t) \cdot T_1 + Y(t) = r_1 X'(t) + r_0 X(t) + r_{-1} \int X(t) dt \quad (2)$$

Die Beiwerte r_1 , r_0 , r_{-1} bestimmen die Größe der einzelnen Anteile. Wird z.B. r_{-1} gleich Null gesetzt, so verschwindet der integrale Anteil und es verbleibt ein PD-Regler. Ist r_1 gleich 0, so liegt ein PI-Regler vor. Der einfachste Regler, ein P-Regler, wird erhalten, wenn nur r_0 verbleibt, d.h. y proportional x ist.

Außer der angeführten Differentialgleichung sind noch die Übergangsfunktion und der Frequenzgang wichtig, um Regelgeschwindigkeit und Stabilität im Zusammenwirken mit einer gegebenen Regelstrecke beurteilen zu können [2, 3].

- Die Übergangsfunktion ist der Verlauf der Stellgröße y eines Reglers, wenn die Regelgröße x die Einheitssprungfunktion σ ist ($x = 1$ für $t > 0$).
- Der Frequenzgang ist der komplexe Quotient von Ausgangsgröße zur Eingangsgröße, wobei die Eingangsgröße nach einer sin-Funktion verläuft und die Frequenz von 0 bis ∞ geändert wird.

$$F_R = V \frac{1 + j\omega [R_1 \cdot C_g + R_2 \cdot C] + (j\omega)^2 \cdot C \cdot C_g \cdot R_1 \cdot R_2}{1 + j\omega [V \cdot C (R_1 + R_3) + R_1 (C + C_g) + C (R_2 + R_3)] + (j\omega)^2 [(1 + V) (C \cdot C_g \cdot R_1 \cdot R_3) + C \cdot C_g \cdot R_1 \cdot R_2]} \quad (5)$$

Beide Formen gehen aus der Differentialgleichung durch Anwendung der Laplace-Transformation direkt hervor.

Nachstehend sind die drei Gleichungen — Differentialgleichung, Übergangsfunktion und Frequenzgang — für den PID-Regler angegeben.

Für den idealen PID-Regler gilt:

Differentialgleichung

$$Y(t) = r_1 X'(t) + r_0 X(t) + r_{-1} \int X(t) dt \quad (3a)$$

Übergangsfunktion

$$Y(\sigma) = r_1 (Imp)_0 + r_0 + r_{-1} \cdot t \quad (3b)$$

Frequenzgang

$$F_R = r_1 \cdot p + r_0 + r_{-1} \cdot p^{-1}, \quad (3c)$$

worin $p = j\omega$ ist; ω bezeichnet die Kreisfrequenz der Eingangsgröße.

Für den PID-Regler mit einer eigenen Zeitkonstanten T_1 gilt:

Differentialgleichung

$$T_1 Y'(t) + Y(t) = r_1 X'(t) + r_0 X(t) + r_{-1} \int X(t) dt \quad (4a)$$

Übergangsfunktion

$$Y(\sigma) = r_1 \frac{e^{-t/T_1}}{T_1} + r_0 (1 - e^{-t/T_1}) + r_{-1} [t - T_1 (1 - e^{-t/T_1})] \quad (4b)$$

Frequenzgang

$$F_R = \frac{r_1 \cdot p + r_0 + r_{-1} \cdot p^{-1}}{1 + T_1 \cdot p} \quad (4c)$$

Die Gleichungen der anderen Regler gewinnt man aus (3a) bis (4c) durch Nullsetzen der entsprechenden Beiwerte.

Die eingangs geforderte Eichbarkeit des Reglers ist dann erreicht, wenn die Beiwerte r_1 , r_0 , r_{-1} von Hand einstellbar sind. Von welcher Bedeutung die exakte Einstellmöglichkeit des Proportionalanteiles, des integralen Wertes und des Vorhaltes für den Einsatz eines Reglers ist, erkennt man an den Einstellanweisungen, die die theoretische Regeltechnik ausgearbeitet hat [2] und die darauf fußen, daß ein geeichter Regler zur Verfügung steht.

Der Frequenzgang der behandelten Schaltungen wird ausgerechnet und angegeben, von welchen Bauelementen die Beiwerte bestimmt werden. An Hand des Frequenzganges der Anordnung wird geprüft, ob die Schaltung der Gleichung des idealen Reglers genügt.

Eine bekannte Reglerschaltung ist die nachfolgend beschriebene Form. Das Kernstück dieses Reglers stellt Abb. 1 dar [4].

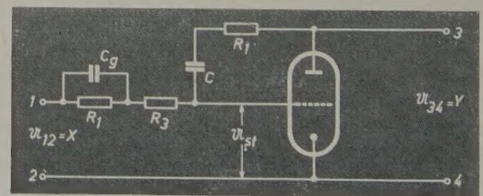


Abb. 1. Reglerschaltung — Grundprinzip

Es bezeichnet $V = \frac{u_{34}}{u_{12}}$ die Gleichspannungsverstärkung.

Die komplexe Rechnung ergibt den Frequenzgang nach Gl. (5).

Werden zur Vereinfachung von Gl. (5) die Beiwerte der Variablen $j\omega = p$ zu a , b , c sowie A und B zusammengefaßt, so ergibt sich

$$F_R = \frac{a \cdot p^0 + b \cdot p + c \cdot p^2}{1 + A \cdot p + B \cdot p^2} \quad (6)$$

Diese Gleichung kann in die Form (4c) übergeführt werden.

$$F_R = \frac{a \cdot p^0 + b \cdot p + c \cdot p^2}{1 + A \cdot p + B \cdot p^2} \cdot \frac{A \cdot p}{A \cdot p} = \frac{\frac{C}{A} \cdot p + \frac{b}{A} \cdot p^0 + \frac{a}{A} \cdot p^{-1}}{1 + \frac{1}{A \cdot p} + \frac{B}{A} \cdot p}$$

$$F_R = \frac{r_1 \cdot p + r_0 + r_{-1} \cdot p^{-1}}{1 + T_1 \cdot p + \frac{1}{A \cdot p}}$$

Es muß gelingen, den Faktor $1/A$ Null werden zu lassen. Deshalb werden die Faktoren ausgerechnet; dabei wird, da die Gleichspannungsverstärkung eines Röhrenverstärkers sehr hoch getrieben werden kann, $\frac{1}{V} = 0$ gesetzt.

$$r_1 = \frac{C}{A} = \frac{C_g \cdot R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_3}; \quad r_0 = \frac{b}{A} = \frac{R_1 \cdot C_g + R_2 \cdot C}{C(R_1 + R_3)}$$

$$r_{-1} = \frac{a}{A} = \frac{1}{C(R_1 + R_3)}; \quad T_1 = \frac{B}{A} = \frac{C_g \cdot R_1 \cdot R_3}{R_1 + R_3} \quad (7)$$

$$\frac{1}{A} = 0$$

Wie die Gleichungen (7) zeigen, wirkt sich das Vorhandensein des Gitterschutzwiderstands R_3 regeltechnisch betrachtet ungünstig aus. Wird er Null gesetzt, so verschwindet auch die Zeitkonstante T_1 des Reglers. Ob auf R_3 verzichtet werden kann, muß von Fall zu Fall entschieden werden.

Wie groß r_{-1} , also die Nachstellgeschwindigkeit des Reglers, sein soll, ist mit R_1 wählbar. Der Vorhalt r_1 ist mit C_g einstellbar und der Proportionalanteil mit R_2 . Diese Reglerschaltung ist ausgezeichnet zu verwenden, sie stellt jedoch nicht das Ideal dar, da eine Änderung der einen Größe zwangsläufig Veränderungen der anderen nach sich zieht. Außerdem ist vorausgesetzt, daß der Eingangswiderstand zwischen den Klemmen 1 und 2 sehr klein ist.

Wird auf den D-Anteil verzichtet, d.h. $C_g = 0$ gesetzt, dann ergeben sich die Beiwerte

$$r_0 = \frac{R_2}{R_g}; \quad r_{-1} = \frac{1}{C \cdot R_g} \quad (8)$$

Außerdem verschwindet mit C_g auch T_1 . $R_1 + R_3$ könnten zu R_g zusammengefaßt werden.

Eine Änderung von R_2 vergrößert oder verkleinert den Proportionalbereich. Um r_0 zwischen 0 und ∞ zu verändern, muß auch R_2 zwischen 0 und ∞ variiert werden, was bei der praktischen Ausführung auf große Schwierigkeiten stößt.

Die bei dieser Schaltung aufgetretenen Nachteile werden bei den nun zu beschreibenden Anordnungen vermieden.

Proportional wirkender Regler (P-Regler)

Seine Gleichungen lauten:

$$(9) \quad F_R = r_0 \quad Y(\sigma) = r_0 \quad (10)$$

Der Beiwert r_0 entspricht dem Proportionalanteil des Reglers. Es geht aus der Gleichung (9) hervor, daß r_0 auch bei der Frequenz Null seinen Wert behalten muß, da p fehlt, d.h., es kommt nur ein Gleichspannungsverstärker in Frage, dessen obere Grenzfrequenz weit über der Eigenzeit der zu regelnden Strecke liegt. Der Proportionalanteil r_0 muß einstellbar sein, um den Regler an die vorliegende Regelstrecke anzupassen. Ferner soll r_0 möglichst wenig von den Daten der verwendeten Röhren abhängig sein, um die Auswirkung von Alterungserscheinungen kleinzuhalten.

Ein Röhrenverstärker, der diese Forderungen weitgehend erfüllt, ist ein Gleichspannungsverstärker mit einstellbarer, frequenzunabhängiger Gegenkopplung. Der Grad der eingestellten Gegenkopplung bestimmt dann den Proportionalanteil r_0 .

Die Grundschialtung eines derartigen Reglers wäre ein einstufiger Gleichspannungsverstärker in Anodenbasisschaltung nach Abb. 2.

$$U_{st} = U_{12} - U_{34} \cdot K \quad (11)$$

$$V = \frac{U_{34}}{U_{st}} \quad (\text{Röhrenverstärkung}) \quad (12)$$

$$F_R = \frac{U_{34}}{U_{12}} = \frac{1}{\frac{1}{V} + K} = r_0 \quad (13)$$

Gleichung (13) zeigt, daß r_0 mit dem am Widerstand R_1 abgegriffenen Spannungsanteil K einstellbar ist. Da Gleichung (13) identisch mit Gleichung (9) ist, stellt Abb. 2 den idealen P-Regler dar.

PD-Regler

Aus dem bisher besprochenen P-Regler ist sofort ein PD-Regler zu entwickeln, wenn statt der starren Rückführung eine verzögernd wirkende eingesetzt wird (Abb. 3).

Es können die Gleichungen angesetzt werden

$$U_{st} = U_{12} - U_r \quad (14)$$

$$\text{Wenn } R_1 < R_2 \quad \frac{U_r}{U_{34} \cdot K} = \frac{1}{R_2 + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega C \cdot R_2} = Z; \quad (15)$$

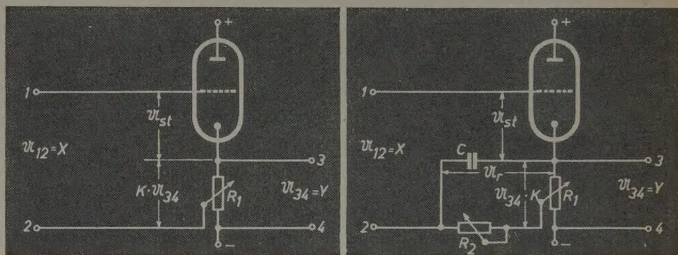


Abb. 2 (links). Einstufiger Gleichspannungsverstärker in Anodenbasisschaltung
Abb. 3 (rechts). PD-Regler mit verzögernd wirkender Rückführung

$$\frac{U_{34}}{U_{st}} = V \quad (16)$$

Aus (14) bis (16) folgt

$$F_R = \frac{U_{34}}{U_{12}} = \frac{1}{\frac{1}{V} + K \cdot Z} \quad (17)$$

Ist die Röhrenverstärkung groß genug, so ist $\frac{1}{V} \approx 0$ und

$$F_R = \frac{1}{K} \cdot \frac{1}{Z} = \frac{1}{K} + \frac{j\omega C \cdot R_2}{K} \quad (18)$$

$$F_R = r_0 + r_1 \cdot p \quad (19)$$

(19) ist die Gleichung des idealen PD-Reglers. Der Vorhalt T_v , bestimmt durch den Beiwert r_1 , ist mit R_2 und der Proportionalbereich mit dem am Widerstand R_1 abgegriffenen Spannungsanteil K (r_0) einstellbar.

Die Ableitung zeigt ein wichtiges Gesetz. Bezeichnet man mit F_R den Frequenzgang des Reglers, mit F_r den Frequenzgang der Rückführung, so ist

$$F_R = \frac{1}{\frac{1}{V} + F_r}; \quad \text{wenn } \frac{1}{V} \rightarrow 0, \text{ dann wird } F_R = \frac{1}{F_r} \quad (20)$$

d.h., der Reglerfrequenzgang ist bei unendlich hoher Verstärkung gleich dem reziproken Frequenzgang der Rückführung, d.h., nur die Rückführung allein bestimmt den Typ des Reglers.

PI-Regler

Die grundsätzliche Schaltung eines PI-Reglers ist aus Abb. 4 ersichtlich.

Es gilt der gleiche Ansatz wie unter (15)

$$\frac{U_r}{U_{34} \cdot K} = \frac{R_2}{R_2 + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C \cdot R_2}} = Z \quad (21)$$

$$F_R = \frac{1}{K} \cdot \frac{1}{Z} = \frac{1}{K} + \frac{1}{K} \cdot \frac{1}{j\omega \cdot R_2 \cdot C} \quad (22)$$

$$F_R = r_0 + r_{-1} \cdot p^{-1} \quad (23)$$

Der Proportionalbereich ist nach Gleichung (22) mit K einstellbar, die Nachstellgeschwindigkeit mit R_2 . Da die Nachstellzeit gleich der Zeitkonstanten der Rückführung ist, also $R_2 \cdot C = T_N$, macht es keine technischen Schwierigkeiten, Nachstellzeiten bis zu 40 s und mehr zu erreichen.

Wird der einstufige Röhrenverstärker durch eine Kaskadenanordnung ersetzt, so kann die gemachte Voraussetzung $\frac{1}{V} = 0$ noch besser

verwirklicht werden. Da das Zeitverhalten des Reglers nach Gl. (20) nur durch die Rückführung bestimmt wird, ist bei gleicher Rückführung auch das Zeitverhalten dasselbe. Selbstverständlich ist darauf zu achten, daß die Rückführung als Gegenkopplung wirkt, also in ihrer Phasenlage um 180° zur Eingangsspannung gedreht ist.

PID-Regler

Die Schaltung zeigt Abb. 5.

$$\frac{U_r}{U_{34} \cdot K} = \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_1} \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) + j\omega R_3 \cdot C_2 + \frac{1}{j\omega R_2 \cdot C_1}} = Z \quad (24)$$

$$F_R = \frac{1}{K} \cdot \frac{1}{Z} = \frac{1}{K} \left[1 + \frac{C_2}{C_1} \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) + j\omega R_3 \cdot C_2 + \frac{1}{j\omega} \cdot \frac{1}{C_1 \cdot R_2} \right] \quad (25)$$

$$F_R = r_0 + r_1 \cdot p + r_{-1} \cdot p^{-1} \quad (26)$$

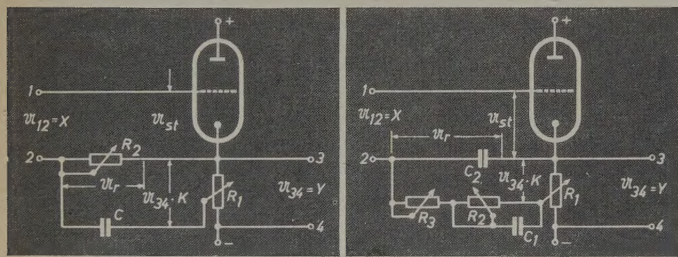


Abb. 4 (links). Schaltungsprinzip des PI-Reglers. Abb. 5 (rechts). PID-Regler

Wie die Gl. (25) zeigt, sind der Proportionalbereich mit K (r_0), der Vorkalt mit R_3 (r_1) und die Nachstellgeschwindigkeit mit R_2 (r_{-1}) einstellbar.

Die Vorteile der letztgenannten Schaltung sind durch die Einfügung des Rückführsignals in das kalte Ende des Gitterkreises und die Verwendung des Potentiometers R_1 im Ausgang erreicht. Die Größe des Eingangswiderstandes zwischen den Klemmen 1 und 2 hat auf das Zeitverhalten keinen Einfluß mehr, was zu einer wesentlich günstigeren Dimensionierung des Soll-Istwertkreises beiträgt.

Von diesen Grundsaltungen ausgehend, sind zahlreiche Varianten möglich. Am gebräuchlichsten ist der Ersatz eines ohmschen Widerstandes in einer Brücke durch eine Röhre. Diese Schaltung hat den Vorteil, die in der GW-Müller-Schaltung nachgeschalteten Starkstrom-Thyatronen beeinflussen zu können. Die Schaltung des Reglers hat dann die Form nach Abb. 6.

Die Widerstände R_1 und R_2 können eingespart werden, wenn die Schaltung nach Abb. 7 gewählt wird. Diese Schaltung zeichnet sich durch große Einfachheit aus, hat aber den Nachteil, daß der Siebkondensator C_2 eine Zeitkonstante hereinbringt; ferner ist es nicht möglich, durch geeignete Wahl des Transformatorabgriffs den geradlinigen Teil der Röhrenkennlinie zu wählen, wie es z. B. bei der Schaltung nach Abb. 6 durch richtige Auslegung der Widerstände R_1 und R_2 möglich ist.

Um die Regelstrecke bei hohen Störgrößen oder großen Abweichungen der Hauptregelgröße vom Sollwert X_{k1} vor Überlastung zu schützen, ist es häufig notwendig, mittels einer zweiten Regelgröße den Aussteuerbereich des Reglers herabzusetzen. Diese Forderung bestimmt die Rangordnung, in der die Hauptregel- und die zweite Regelgröße auf den Regler zu wirken haben.

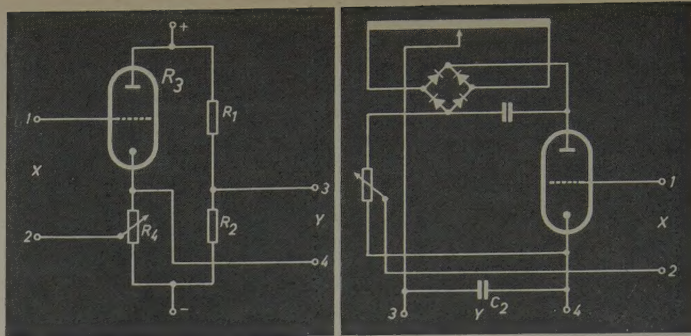


Abb. 6 (links). Regler mit Ersatz eines ohmschen Widerstandes R_2 in einer Brücke durch eine Röhre, insbesondere zur Beeinflussung von Starkstrom-Thyatronen in GW-Müller-Schaltung zur Drehzahlregelung einer Gleichstrom-Nebenschlußmaschine. Abb. 7 (rechts). Vereinfachte Schaltung des Reglers

- Gleichgültig, wie groß die Regelabweichung X_{w1} der Hauptregelgröße X_1 ist oder der Sollwert X_{k1} eingestellt wurde, muß bei Überschreitung des festgelegten, einstellbaren Maximums der zweiten Regelgröße X_2 der Aussteuerbereich so weit herabgesetzt werden, daß dieses Maximum X_{k2} nicht überschritten wird.
- Ist der Zahlenwert der zweiten Regelgröße kleiner als ihr gewähltes Maximum, so darf die Aussteuerfähigkeit des Reglers nicht eingeschränkt werden. Die Forderungen a) und b) lassen sich in den Gl. (27) bis (29) zusammenfassen.

$$\left. \begin{aligned} X_{w1} &= X_{k1} - X_1 \\ X_{w2} &= X_{k2} - X_2 \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (27)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{wenn } X_2 &< X_{k2} \\ \text{dann ist } X_1 &= X_{k1} \\ \text{und } X_{w1} &\approx 0 \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (28)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{bei } X_2 &= X_{k2} \\ X_{w2} &\approx 0 \\ X_{w1} &\neq 0 \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (29)$$

Prinzipiell sind zwei Varianten gegeben, um diese Punkte zu erfüllen. Entweder wird der Eingang des Reglers oder sein Ausgang beeinflusst. Die Beeinflussung kann so geschehen, daß ein Nebenschluß oder eine Auftrennung erfolgt. Die beiden letztgenannten Möglichkeiten sind nicht frei wählbar, sondern es hängt davon ab, wie der Regler die Regelstrecke beeinflusst. Ein Beispiel möge zur Erläuterung dienen. Ein Regler nach Abb. 6 soll dazu dienen, eine Gleichstrom-Nebenschluß-Maschine zu steuern und auf konstante Drehzahl zu regeln. Das Kraftschaltglied ist ein Thyatron in Zweiweggleichrichter-

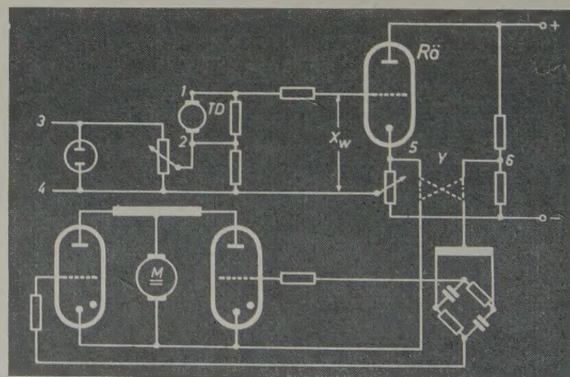


Abb. 8. Regelung der Drehzahl einer Gleichstrom-Nebenschlußmaschine ohne Strombegrenzung unter Verwendung einer Tachometermaschine TD

schaltung. Die Stromtore werden nach GW-Müller gesteuert. Außerdem ist eine Ankerstrombegrenzung vorzusehen, um die Maschine und die Röhren beim Einschalten und auftretender Überlast zu schützen. Ohne Strombegrenzung ergeben sich unter Verwendung einer Tachometermaschine die beiden Schaltungsmöglichkeiten nach Abb. 8. Liegt Punkt 6 des Reglers an den Gittern der Thyatronen, so bedeutet ein Sperren der Steuerröhre R_0 größere Ausgangsspannung der

Thyratrons, d. h., Punkt 1 der Tachometermaschine TD muß positiv gegenüber Punkt 2 sein. Die stabilisierte Spannung (Sollwert) ist an 4 positiv gegenüber 3. Nur so ist der Regelsinn richtig, denn ein Drehzahlabfall erzeugt negativere Spannung am Steuergitter von $Rö$. Die Thyratrons geben solange höhere Ausgangsspannung ab, bis sich ein neues Gleichgewicht eingestellt hat. Der Nachteil dieser Schaltung: Fällt die Steuerröhre $Rö$ aus, dann gibt der Thyratronsatz seine maximale Spannung ab und der Motor kommt auf höchste Drehzahl. Der Vorteil: galvanische Verbindung der Katode des Steuerrohres mit den Katoden der Thyratrons. Vor allem ist die Schaltung dann zweckmäßig, wenn eine galvanische Trennung nicht oder nur schlecht durchzuführen ist. (Hier z. B., wenn statt der Tachomaschine die Ankerspannung selbst als Maß der Drehzahl benutzt wird.)

Bei der anderen Schaltungsmöglichkeit liegt Punkt 6 des Reglers an den Katoden der Thyratrons. Um richtigen Regelsinn zu bekommen, ist im Gitterkreis die Polarität der Tachomaschine und des Stabilisators zu ändern. Vorteil: Fällt die Steuerröhre aus, so wird die vom Thyatron abgegebene Spannung Null, sofern eine Grundgittervorspannung an $Rö$ vorhanden ist. Ein Nachteil dieser Schaltung ist die galvanische Verbindung der Katode der Steuerröhre mit den Gittern der Thyratrons.

Die Eigenschaft der zuerst erwähnten Schaltung, daß die Ausgangsspannung der Thyratrons einen Maximalwert annimmt, kann in manchen Fällen erwünscht sein; dann z. B., wenn nicht die Ankerspannung, sondern das Feld eines Gleichstrom-Nebenschlußmotors geregelt wird. Fällt $Rö$ aus, dann ist immer maximales Feld vorhanden.

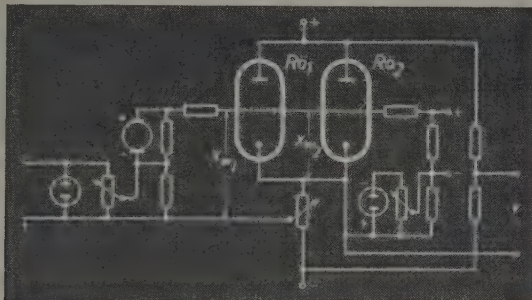


Abb. 9. Regler mit Begrenzung im Ausgang

Strombegrenzung

A. 1. Begrenzung im Ausgang des Reglers.

Bedeutet vollgesperrte Röhre $Rö$ maximale Ausgangsspannung der Thyratrons, so ist eine Herabsetzung der Aussteuerung nur möglich, wenn parallel zur Steuerröhre ein Nebenschluß gelegt wird. Zweckmäßig wird eine Doppeltriode gewählt. Das eine System dient zur Regelung in der bekannten Schaltung, das zweite System zur Begrenzung. Die sich ergebende Schaltung zeigt Abb. 9.

Überschreitet X_2 das vorgewählte Maximum X_{k2} , also $X_{w2} \approx 0$, so öffnet $Rö_2$ ohne Rücksicht auf X_{w1} . $Rö_2$ schließt das System $Rö_1$ kurz, und die Thyratrons verringern ihre Ausgangsspannung.

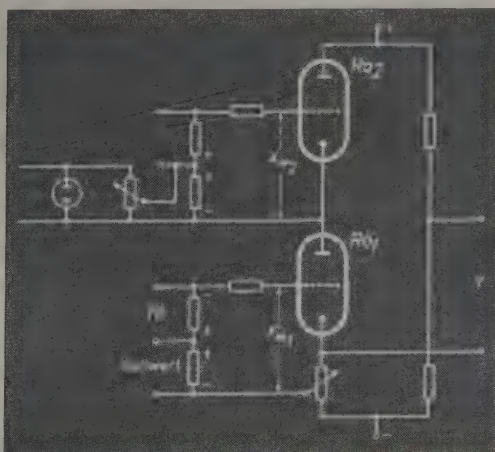


Abb. 10. Regler mit max. Ausgangsspannung der Thyratrons bei geöffneter Steuerröhre

2. Geöffnete Steuerröhre bewirkt maximale Ausgangsspannung der Thyratrons. Schaltung nach Abb. 10.

Wird der eingestellte Maximalwert X_{k2} überschritten, so sperrt X_{w2} (da $X_{w2} \approx 0$, tritt eine negative Spannung am Gitter von $Rö_2$ auf) ohne Rücksicht auf X_{w1} das System $Rö_2$, die Thyratrons verringern ihre abgegebene Spannung, bis das eingestellte Maximum der zweiten Größe nicht mehr überschritten wird.

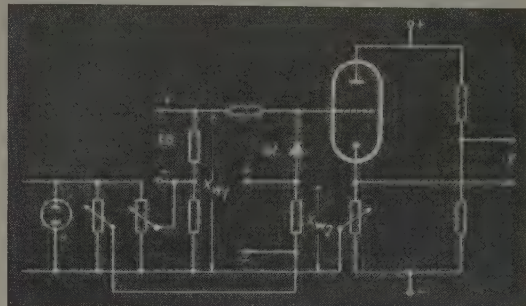


Abb. 11. Regler mit Begrenzung im Eingang zum Betrieb bei einem Sollwert

B. Begrenzung im Eingang des Reglers ist nur sehr schlecht zu verwirklichen, da eine Überlagerung von X_{w2} durch X_{w1} unvermeidbar ist. Außerdem wirkt sich jede Änderung der Begrenzerkennlinie im Eingang stärker aus als im Ausgang, da die Verstärkung der Steuerröhre folgt. Wird der Regler vorwiegend nur bei einem Sollwert betrieben, so spielt die Überlagerung von X_{w2} mit X_{w1} keine große Rolle, und es kann die Schaltung Abb. 11 gewählt werden.

Solange X_{w2} negativ zum Gitter hin ist, sperrt der Gleichrichter Gl , der Regler arbeitet normal. Wird X_{w2} jedoch positiv, so öffnet das Ventil, die Steuergitterspannung wird positiver, und der Thyatronsatz schließt.

Bei den behandelten Varianten der Grundschialtung ist immer ein P-Regler gezeichnet. Selbstverständlich kann, wie gezeigt wurde, mit den angegebenen Grundschialtungen leicht jeder Reglertyp gebaut werden. Die Schwierigkeit liegt hierbei nicht darin, dem Regler das Zeitverhalten zu geben, das ihn optimal an die Regelstrecke anpaßt, sondern es sind die hinlänglich aus der Meßtechnik bekannten Schwierigkeiten, einen guten Gleichspannungsverstärker zu bauen. Bei den Reglerschialtungen wirkt sich außerdem eine Änderung der Batterie-

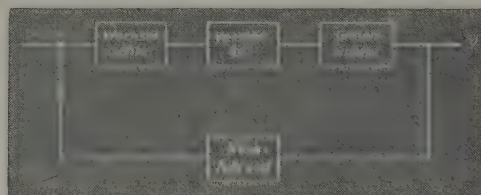


Abb. 12. Regler-Schialtung mit Röhrenwechsler

spannung besonders ungünstig aus. Die Kondensatoren in den Rückführkreisen, die auf einen Teil der Batteriespannung aufgeladen sind, erzeugen bei Änderung der Speisespannung teilweise recht kräftige Ladestromstöße, die über die Widerstände im Gitterkreis den Regler völlig aus dem Gleichgewicht werfen können. Es scheint daher zweckmäßig, die Eingangsgleichspannung (Regelgröße und Rückführsignal) mit einem Röhrenwechsler in Wechselspannung umzuformen, einen normalen Wechselspannungsverstärker folgen zu lassen und das Ausgangssignal wieder gleichzurichten. Das Blockschialtbild einer solchen Anordnung hätte die in Abb. 12 veranschaulichte Form. Mit den vorstehenden Darlegungen sollte gezeigt werden, nach welchen Grundsätzen die Schaltung aufzubauen ist, um den jeweils gewünschten Reglertyp zu erhalten.

Schrifttum

- [1] Normblatt „Regelungstechnik“ DIN 19226.
- [2] ● Oppelt, W.: Kleines Handbuch technischer Regelvorgänge. Weinheim 1954, Verl. Chemie GmbH
- [3] ● Hännny, J.: Regelungstheorie. Zürich 1947, Verl. AG Gebr. Leemann & Co.
- [4] Ludwig, H.: Die Stabilisierung von Regelanordnungen mit Röhrenverstärkern durch Dämpfung und elastische Rückführung. Arch. f. Elektrotechn., Bd. 34 (1940) S. 269

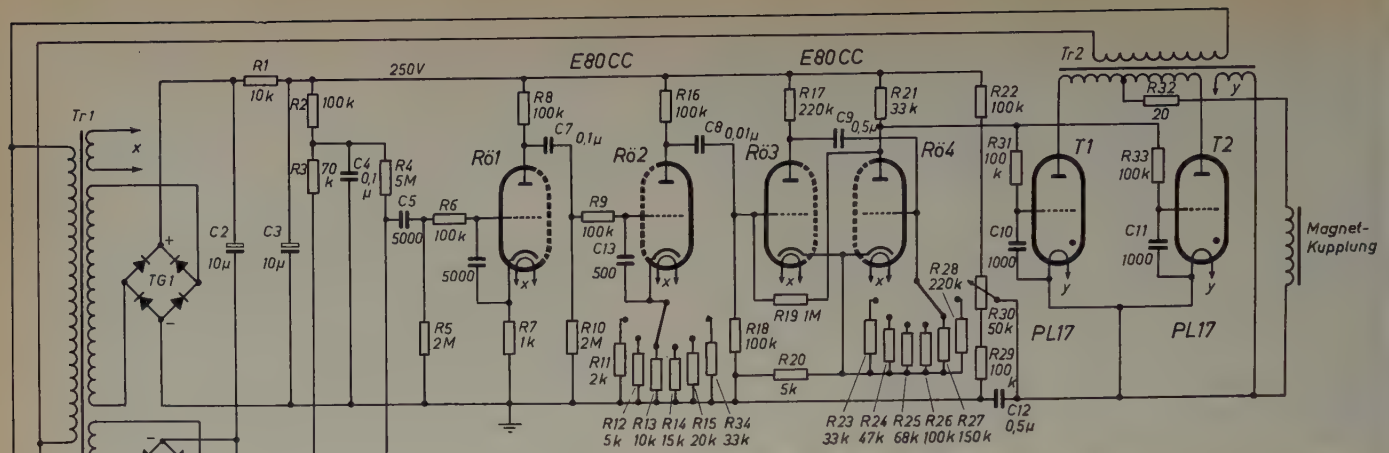


Abb. 1. Schaltung der fotoelektrischen Registerstellvorrichtung einer Papierverarbeitungsmaschine

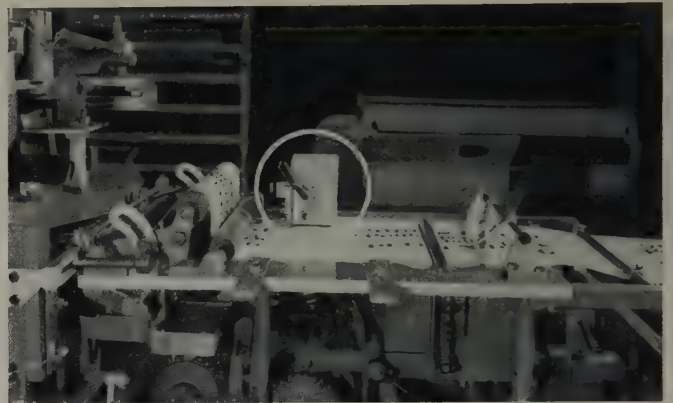


Abb. 2. Fotoelektrische Registerstellvorrichtung an einer Verpackungsmaschine

R. KRETZMANN

Fotoelektrische Steuerung einer Papierverarbeitungsmaschine

DK 621-523.8:621.383:681.62.06

Bei Maschinen, die Papier oder Pappe z. B. zu Verpackungen verarbeiten, erfolgt dies häufig in der Weise, daß das Material zunächst fortlaufend bedruckt und anschließend in Stücke von bestimmter Gestalt zerschnitten oder ausgestanzt wird. Der Druck soll dann bei jedem Stück stets an der gleichen Stelle erscheinen. Dies ist jedoch meist nicht ohne weiteres der Fall, da durch den unvermeidlichen Schlupf beim Transport und auch durch Längenänderungen des Materials Abweichungen auftreten, die sich bald zu untragbaren Größen aufsummieren, falls kein Ausgleich erfolgt. Ein fotoelektrisch arbeitendes Gerät, das für eine laufende Korrektur der Transportgeschwindigkeit sorgt, wurde bereits an anderer Stelle beschrieben [2]. Die elektromechanischen Relais, die es enthält, beschränken seine Verwendbarkeit jedoch auf verhältnismäßig niedrige Transportgeschwindigkeiten. Die in Abb. 1 dargestellte Schaltung arbeitet dagegen bis auf die nachgeschaltete Magnetkupplung voll elektronisch. Die prinzipielle Wirkungsweise der Anordnung ist folgende: Unmittelbar neben der Schneide- oder Stanzeinrichtung der Maschine ist eine Fotozelle angebracht, die durch einen an dem hellen Material reflektierten Lichtstrahl beleuchtet wird. Kurz vor dem Stanzvorgang wird das Licht durch eine auf dem Material aufgedruckte, etwa 1 mm breite dunkle Markierung, die sogenannte Registermarke, kurzzeitig geschwächt. Der entstehende Spannungsimpuls löst über das elektronische Gerät eine Magnetkupplung aus, die den Transport für eine bestimmte, einmal einstellbare Zeit (0,1 bis 1 s) unterbricht. Innerhalb dieses Zeitraums erfolgt ferner das Zerteilen des Materials, worauf sich anschließend die Transportbewegung fortsetzt. Bei einer Transportgeschwindigkeit von etwa 0,25 m/s ist auf diese Weise die Fixierung des Druckes bzw. des Querschnittes oder der Stanzung auf den Materialstücken mit einer Toleranz von weniger als ± 1 mm möglich¹⁾.

Der durch eine dunkle Registermarke hervorgerufene positive Spannungsimpuls an der Fotozelle F wird über $C 5$ auf das Gitter des Systems $Rö 1$ einer Doppeltriode E 80 CC übertragen. Der anodenseitig entstehende negative Impuls gelangt an das Gitter von $Rö 2$, deren Verstärkung durch wahlweises Einschalten von Katodenwiderständen verschiedener Größe in sechs Stufen veränderbar ist. An der

Anode entsteht wiederum ein positiver Impuls, der zur Auslösung der durch $Rö 3$ und $Rö 4$ gebildeten monostabilen Kippschaltung benutzt wird. Im Ruhezustand ist $Rö 3$ nahezu gesperrt und $Rö 4$ stromleitend. Die Anode von $Rö 4$ hat demnach ein verhältnismäßig niedriges Potential, und die beiden Thyatronröhren $T 1$, $T 2$, die in einer Zweiphasen-Halbweg-Gleichrichterschaltung angeordnet sind, führen keinen Strom. Durch den am Gitter von $Rö 3$ auftretenden positiven Impuls wird dieses System stromleitend, und die Ladung auf $C 9$ macht das Gitter von $Rö 4$ stark negativ, so daß dieses System sperrt und sein Anodenpotential ansteigt. Über $R 19$ wird damit das Gitter von $Rö 3$ positiv gehalten, und die Schaltung verharrt in diesem Zustand, bis sich $C 9$ über den eingeschalteten Widerstand so weit entladen hat, daß $Rö 4$ wieder Strom zu führen beginnt. Die Schaltung kippt darauf rasch wieder in den Ruhezustand zurück.

Während der Dauer des Kippvorganges, die in sechs Stufen in den Grenzen 0,1 bis 1 s wählbar ist, ist das Gitterpotential der beiden Thyatronröhren $T 1$, $T 2$ positiv, und die Wicklung der Magnetkupplung erhält Strom. Die Transportbewegung wird damit für den gleichen Zeitraum unterbrochen.

Das Katodenpotential von $T 1$, $T 2$ wird mit $R 30$ einmalig auf den günstigsten Wert eingestellt. Auch die Schalter für $R 12 \dots R 15$, $R 34$ sowie für $R 23 \dots R 28$ bedürfen bei gleichbleibenden Verhältnissen an der Maschine keiner Nachstellung.

Die Beleuchtungslampe arbeitet mit einer Spannung von 6,3 V und wird aus einem Trockengleichrichter gespeist, dem zur Unterdrückung von Störimpulsen $C 1$ parallel geschaltet ist.

Abb. 2 zeigt die praktische Anwendung einer ähnlichen Fotozellensteuerung an einer Verpackungsmaschine in einer Brotfabrik (Fa. Peijnenburg, Geldrop, Nld.). Am Rande der Papierbahn befinden sich in regelmäßigen Abständen die dunklen Registermarken, die durch das Gerät abgetastet werden. Der Transport wird hiernach so gesteuert, daß der Firmenaufdruck sich bei der fertigen Verpackung stets an der gewünschten Stelle befindet.

Schrifttum

- [1] Fotozellensteuerung für eine kombinierte Druck- und Stanzmaschine, Interner Applikations-Laborbericht der Svenska AB Philips, Stockholm 1955
- [2] Kretzmann, R.: Handbuch der Industriellen Elektronik. 2. Aufl., Berlin 1954, VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK

¹⁾ Für die Registerhaltung auf Mehrfarbendruckmaschinen sind fotoelektrische Steuervorrichtungen bekannt, die mit entsprechend höherem technischen Aufwand Stellgenauigkeiten von $\pm 0,1$ mm erreichen

Fortsetzung aus Nr. 8, S. 282

DK 621.314.7 + 621.385

3. Messungen an Transistoren

Auf die geschilderte Weise lassen sich die differentiellen oder dynamischen Kennwerte aus den statischen Kennlinien abgreifen, doch ist das nicht nur mühsam und langwierig, sondern auch sehr ungenau. Zwar läßt sich die Aufnahme der Kennlinien mit automatischen Kennlinienschreibern, entweder Zwei-Koordinaten-Tintenschreibern oder Katodenstrahloszillografen, vereinfachen und beschleunigen, doch bleibt die Auswertung der so gewonnenen Diagramme immer noch mühsam und unsicher.

Ebenso wie für Vakuumröhren sind auch für Transistoren zahlreiche Prüfgeräte gebaut worden, die mit Wechselströmen niedriger oder hoher Frequenz bestimmte Gruppen von Kennwerten unmittelbar zu messen erlauben. Derartige Geräte reichen von einfachen Gebrauchsgeräten für die Praxis, die hauptsächlich erkennen lassen, ob der Prüftransistor unter praktisch brauchbaren Bedingungen noch wirksam ist oder ganz aus dem vorgeschriebenen Rahmen fällt, bis zu den kompliziertesten, ein ganzes Zimmer ausfüllenden Prüfeinrichtungen, die z. B. den Frequenzgang jedes einzelnen Parameters und neben seinem Realteil auch noch den Imaginärteil erfassen. Sie sind oft schon auf noch erst zu erwartende Transistortypen mit heute noch unerreichten Grenzfrequenzen und Leistungen zugeschnitten.

3.1 Die Transistorbrücke

Da eine Zusammenstellung der verschiedenartigen Prüfgeräte den Rahmen der vorliegenden Abhandlung überschreitet, seien lediglich die Grundzüge einer Transistorbrücke erläutert, die besonders dazu geeignet ist, die Analogie mit Vakuumröhren aufzuzeigen und den Transistor als irgendwo auf der Dualitätsskala, d. h. zwischen gewöhnlichen Raumladungsröhren und Bremsfeldröhren, liegend herauszustellen.

Der Transistor liegt in Blockbasisschaltung in einer mit Gleichstrom gespeisten Wechselstrombrücke. Getrennte Batterie- oder Netzgeräte B_E und B_C in Abb. 10 liefern die Emitter- und Kollektorspannung, wobei sich die Ströme I_E und I_C über hochohmige und veränderbare Vorwiderstände R_E und R_C einstellen lassen. Auf gemeinsamer Achse sitzende Polwender P_E und P_C ermöglichen die Speisung von *pnp*-Transistoren mit $-U_C$ und $+U_E$ und von *npn*-Typen mit $-U_E$ und $+U_C$.

Da der Transistor bei offenem oder leer laufendem Kollektor untersucht werden soll, muß R_C sehr groß gegen den inneren Kollektorwiderstand r_c sein und bei den modernen Flächen- oder Schicht-

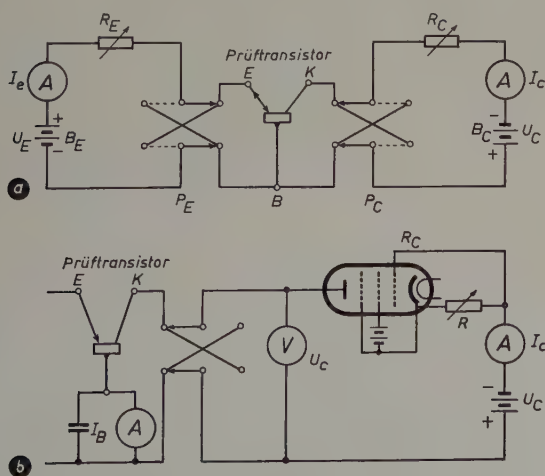


Abb. 10. Die Speisestromkreise der Transistorbrücke

transistoren viele MOhm betragen. Um trotzdem mit praktischer Kollektorspannung U_C auszukommen, kann man eine große Drosselspule in den Kollektorspeisekreis schalten, doch hat sich der Ersatz des hochohmigen Vorwiderstandes durch eine gesättigte Elektronenröhre als zweckmäßiger erwiesen. Eine brauchbare Schaltung zeigt Abb. 10b. Mit dem im Katodenkreis der gesättigten Pentode liegenden Regelwiderstand R lassen sich die Gitterspannung und damit der Kollektorruhestrom I_C einstellen, während für Wechselströme der viele MOhm betragende differentielle Sättigungswiderstand in Betracht kommt. Da der Kollektorstrom bei den heutigen Flächentransistoren im allgemeinen nur wenige Prozent über dem Emittorstrom liegt, ist das Einstellen des Kollektor-Arbeitspunktes auf Grund des Basisstromes I_B oder des Kollektorpotentials U_C der Einstellung auf einen bestimmten Speisestrom I_C vorzuziehen, wobei U_C nur mit einem hochohmigen Spannungsmesser zu messen ist.

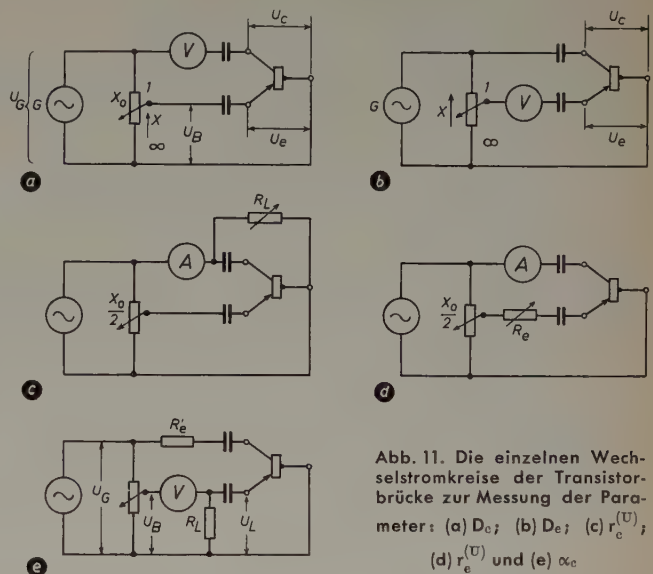


Abb. 11. Die einzelnen Wechselstromkreise der Transistorbrücke zur Messung der Parameter: (a) D_c ; (b) D_e ; (c) $r_c^{(U)}$; (d) $r_e^{(U)}$ und (e) α

Abb. 11 zeigt die einzelnen Brückenkreise zur Messung der Parameter D_c , D_e , r_c , r_e und α . Der Brückendraht ist so niederohmig, daß er gegenüber dem niedrigen Emittorwiderstand r_e von Flächentransistoren keine Rolle spielt. Er wird von dem NF-Generator G (1000 Hz) gespeist. Zunächst wird in Schaltung (a) die Leerlaufspannungsverstärkung $A_{U0} = 1/D_e$ gemessen. Da der Brückendraht im Verhältnis $X = U_G/U_B$ geeicht ist, herrscht Gleichgewicht für $D_0 = 1/X_{c0}$ bzw. $A_{U0} = X_{c0}$. Die Messung ist mit der Verstärkungsmessung einer Vakuumröhre identisch, nur daß Ein- und Ausgangsspannung bei der Blockbasisschaltung gleichphasig liegen.

Die Messung von D_e gestattet Schaltung (b), die sich von Schaltung (a) lediglich dadurch unterscheidet, daß der Nullindikator im Emittor-zweig liegt. Infolgedessen herrscht Gleichgewicht, wenn der Transistor die dem Kollektor aufgedrückte Generatorspannung im Verhältnis $1:D_e = 1:X_0$ unterteilt, so daß $D_e = X_0$ ist. Die beiden so gemessenen Durchgriffe in Vorwärts- und Rückwärtsrichtung legen den Dualitätsbeiwert

$$K = \frac{X_c}{X_e - X_c}$$

fest.

Zur Messung von $r_c^{(U)}$ belastet man den Prüfttransistor nach Schaltung (c) mit dem Außenwiderstand R_L , wodurch die Spannungsverstärkung im Verhältnis

$$A_U = \frac{1}{1 + \frac{r_e^{(U)}}{R_L}}$$

sinkt. Verschiebt infolgedessen ein bekannter Lastwiderstand das Brückengleichgewicht vom Leerlaufwert X_{00} nach X_0 , dann ist der Kollektorwiderstand

$$r_e^{(U)} = \frac{X_{00} - X_0}{X_0} R_L$$

Für $X_0 = X_{00}/2$ wird $r_e^{(U)} = R_L$. Stellt man daher den Brückenschleifer auf $X_{00}/2$ ein, dann läßt sich die Brücke durch Abgleichen von R_L wieder ins Gleichgewicht bringen, und es ist $r_e^{(U)} = R_L$.

In ähnlicher Weise arbeitet Schaltung (d), nur daß die Spannungsverstärkung A_U durch Einfügen eines Vorwiderstands R_e in den Emitterkreis herabgesetzt wird. Bei der Schleiferstellung $X_0/2$ herrscht wieder Gleichgewicht, wenn R_e gleich dem Eingangswiderstand des leerlaufenden Transistors ist. Daraus folgt der Kennwert $r_e^{(U)}$ zu

$$r_e^{(U)} = \frac{R_e}{1 + K}$$

Obwohl sich der Stromverstärkungsfaktor α_0 aus den gemessenen Parametern zu

$$\alpha_0 = \frac{r_e^{(U)}}{D_0 r_e^{(U)}}$$

errechnen läßt, ist noch eine unmittelbare Messung in der Brückenschaltung nach Abb. 11e vorgesehen. Der Generator speist den Transistor über den hochohmigen Vorwiderstand R'_e von z. B. 100 k Ω mit dem Strom $I_e = U_G/R'_e$, welcher an dem kleinen Lastwiderstand R_L von z. B. 100 Ω die Spannung $U_L = I_e R_L = \alpha_0 I_e R_L$ hervorruft. Offensichtlich lautet die Gleichgewichtsbedingung

$$X_\alpha = \frac{U_G}{U_B} = \frac{R'_e}{\alpha_0 R_L}, \quad \text{woraus} \quad \alpha_0 = \frac{R'_e}{R_L X} \quad \text{z. B.} = \frac{1000}{X_\alpha}$$

hervorgeht²⁾. Die zusätzliche Messung bedeutet nicht nur eine wertvolle Kontrolle für die vorher ermittelten Kennwerte, sondern erlaubt z. B. eine einfache Ermittlung von

$$r_e^{(U)} = \alpha_0 D_0 r_e^{(U)} = \frac{R'_e r_e^{(U)}}{R_L X_\alpha X_0} \quad \text{z. B.} = 1000 \frac{r_e^{(U)}}{X_\alpha X_0}$$

oder bei Flächentransistoren mit $\alpha_0 \approx 1$

$$r_e^{(U)} \approx \frac{r_e^{(U)}}{X_0},$$

wenn der direkte Abgleich von R_e wegen zu breiten Brückenminimums zu ungenau sein sollte.

Die einzelnen Brückenkreise sind in dem Schaltbild der Abb. 12 vereinigt und werden je nach der Stellung des Parameterschalters $S_{1...5}$ wirksam. Folgende Verfeinerungen sind vorhanden: Ein gemeinsames Netzgerät dient zur Speisung von Emitter und Kollektor mit einer einzigen, an einem ohmschen Spannungsteiler aufgeteilten Spannung. Das Brückenverhältnis X läßt sich mit einem Bereich-

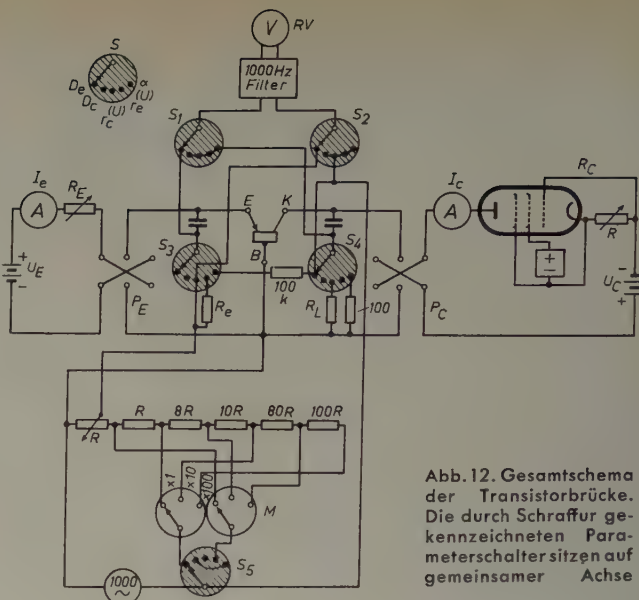


Abb. 12. Gesamtschema der Transistorbrücke. Die durch Schraffur gekennzeichneten Parameterschalter sitzen auf gemeinsamer Achse

wähler in Dekadenstufen von 1:1 bis 1:1000 verändern. Das manuelle Verstellen des Brückenverhältnisses von X_0 auf $X_0/2$ ist durch Umschalten auf Mittelabgriffe des gesamten Brückenwiderstands vermieden, d. h., beim Umschalten von Durchgriffs- auf Widerstandsmessungen wird das Brückenverhältnis durch Kurzschließen der betreffenden Vorwiderstände automatisch halbiert.

Die praktische Ausführung der Transistorbrücke zeigt Abb. 13. Der rechte Kasten enthält die eigentliche Brücke mit den drei Klemmschrauben für den Prüftransistor, dem Kommutator für + und $-U_C$, dem Parameterschalter S , dem Bereichswähler M , den Meßinstrumenten für I_e und I_0 sowie den beiden Dekadenwiderständen R_C und R_E . Der linke Kasten enthält zwei Netzgeräte, das eine für die Speisung des Prüftransistors in der Brücke, das andere für die Zusatzgeräte, einen 1-kHz-RC-Generator und den aus einem Verstärker mit Magischem Auge und Lautsprecher bestehenden Nullindikator.

In Tab. II sind die an einem OC 70 gemessenen Brückenparameter zusammengestellt, während darunter die aus den U -Kennwerten errechneten h -Parameter aufgeführt sind³⁾.

Theoretisch soll der Emitterwiderstand eines Germaniumtransistors der Formel

$$r_e^{(I)} = \frac{k T}{e I_e}$$

gehören, wenn k die Boltzmannsche Konstante ($1,38 \cdot 10^{-23} \text{Ws/}^\circ\text{abs}$), T die absolute Temperatur (in normaler Umgebung rund 300°) und e die Elektronenladung ($1,6 \cdot 10^{-19} \text{Coul.}$). Für I_e in mA ergibt sich somit

$$r_e^{(I)} = 25,9/I_e [\text{mA}] [\text{Ohm}],$$

was in der Praxis natürlich nur größenordnungsmäßig zutrifft.

³⁾ Die bei den Messungen benutzten Flächentransistoren sind von der Elektro Spezial GmbH zur Verfügung gestellt worden, wofür an dieser Stelle herzlichst gedankt sei

Tab. 2. Kennwerte eines Flächentransistors OC 70

| I_e | U_C | X_α | α_0 | X_0 | X_0 | $r_e^{(U)}$ | R_e | K | $r_e^{(U)}$ | α_0 |
|-------|-------|------------|------------|----------------------|---------|------------------------------|----------|---------------------------------------|---------------------|-----------------------|
| mA | Volt | | $1000/X$ | D_0 | $1/D_0$ | k Ω | Ω | $\frac{X_0}{X_0 - X_0}$ | $\frac{R_e}{1 + K}$ | $X_0 \frac{r_e}{r_0}$ |
| 0,5 | —2 | 1040 | 0,962 | 1340 | 1250 | 88 | 102 | 13,9 | 68,4 | 0,972 |
| | | | | h_{12} | | h_{22} | | K | h_{11} | h_{21} |
| | | | | $1/X_0$ | | $\frac{1}{r_e^{(U)}(1 + K)}$ | | $\frac{h_{12} h_{21}}{h_{11} h_{22}}$ | $r_e^{(U)}$ | $-\alpha_0$ |
| | | | | $7,46 \cdot 10^{-4}$ | | $0,76 \cdot 10^{-6}$ | | 13,9 | 68,4 | —0,972 |

²⁾ Genauer läßt sich α messen, wenn der Prüftransistor in Emitter-Basisschaltung betrieben und wenn gleichzeitig die Brückenspannung U_B umgepolt wird. Bei Gleichgewicht liest man an der Brückenskala den Wert X_β ab, der die Stromverstärkung der Emitter-Basisschaltung

$$\beta_0 = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0}$$

im vorliegenden Fall also $1000/(X_\beta - 1)$, liefert, woraus dann

$$\alpha_0 = \frac{\beta_0}{1 + \beta_0} = \frac{1000}{999 + X_\beta}$$

folgt

Die Transistorbrücke ermöglicht auch das Messen von Vakuumröhren. Bei einer gewöhnlichen Raumladungsröhre sind jedoch nur die Parameter $D_0 = D$ und $r_0^{(U)} = r_a$ meßbar, während die anderen Kennwerte gegen Unendlich gehen. Ebenso eignet sich die Brücke für Messungen an Bremsfeldröhren, gibt allerdings nur den inneren Anodenwiderstand r_a als Analogon zu r_0 . An Stelle einer direkt geheizten Bremsfeldröhre mit vollkommener Sättigung kann man auch

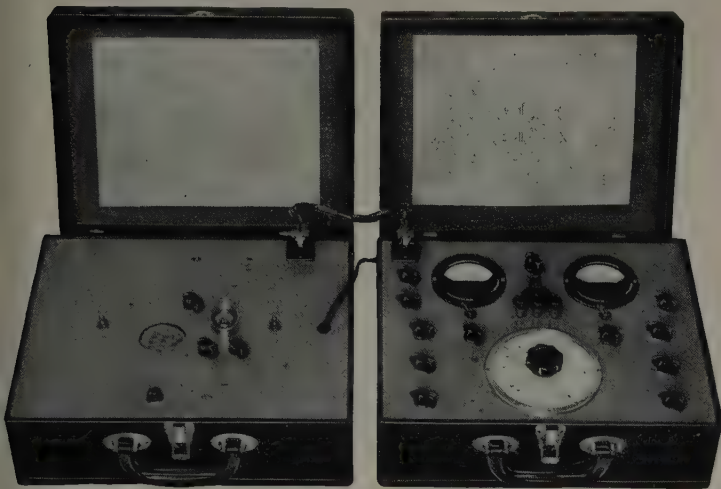


Abb. 13. Transistorbrücke (rechts) mit Netzanschlußgerät, Tongenerator und Nullindikator-Verstärker mit Magischem Auge und Lautsprecher im Kasten links

eine Pentode mit indirekt geheizter Katode und künstlicher Sättigung durch geeignet vorgespannte Gitter verwenden. Eine solche Bremsfeldpentode verhält sich in der Transistorbrücke wie ein Transistor mit hohem Dualitätsbeiwert.

3.2 Die Alpha-Grenzfrequenz

Die beschriebene Transistorbrücke arbeitet mit so niedrigen Meßfrequenzen, daß die ermittelten Parameter mit den aus den statischen Kennlinien hervorgehenden Differentialwerten übereinstimmen. Bei höheren Frequenzen arbeitet ein Transistor ebenso wie eine Vakuumröhre ultradynamisch, und zu den phasenreinen Kennwerten und „kalten“ und Schichtkapazitäten treten dynamische, von den langsamen Diffusionsvorgängen der maßgeblichen Ladungsträger stammende Blindkomponenten hinzu. Bei höheren Frequenzen werden sämtliche Kennwerte komplex, und eine für höhere Frequenzen bestimmte Transistorbrücke muß nicht nur der Amplitude, sondern auch der Phase nach abgeglichen werden.

Bei den schwachen Beschleunigungsfeldern und wegen der geringen Beweglichkeit der Elektronen und Löcher in einem Halbleiterkristall beginnt das ultradynamische Frequenzgebiet weit unterhalb der Grenzfrequenz von Elektronenröhren, d. h. nicht erst bei Ultrakurzwellen, sondern schon bei wenigen Megahertz.

Statt sämtliche Kennwerte komplex zu messen und zu behandeln, hat sich die Einführung einer Alpha-Grenzfrequenz f_α als sehr viel einfacher erwiesen. Definitionsgemäß ist f_α die Frequenz, bei welcher der Stromverstärkungsfaktor auf den $1/\sqrt{2}$ -ten Teil des statischen oder Niederfrequenzwerts α_0 absinkt und bei welcher der Kollektorstrom dem Emitterstrom um 45° nachleitet. Dabei muß man sich immer vor Augen halten, daß das Nachlassen der Wirksamkeit eines Transistors mit steigender Frequenz teils von den Elektroden- und Schichtkapazitäten sowie den induzierten, d. h. als dual einer inneren oder äußeren Kapazität von einem Elektrodenkreis in den anderen übernommenen Induktivität, teils von der begrenzten Beweglichkeit der Ladungsträger bestimmt wird. Im Hinblick auf die Ultradynamik eines Transistors rundet sich die Analogie mit der Bremsfeldröhre so weitgehend ab, daß ein Transistor sogar ohne äußeres Resonanzsystem als Oszillator wirkt, wenn bestimmte Voraussetzungen — in erster Linie ein hohes α_0 — erfüllt sind, ebenso wie die Bremsfeldröhre ultradynamische Elektronenschwingungen erzeugt, ohne daß es der Mitwirkung eines inneren oder äußeren Resonanzsystems bedarf [5].

Es liegt auf der Hand, daß die Alpha-Grenzfrequenz nur aus sorgfältigen und einen beträchtlichen Apparatenaufwand bedingenden

Messungen hervorgeht. Von den zahlreichen Meßgeräten hat sich die in Abb. 14 dargestellte Anordnung bestens bewährt, weil sie mit den Standardgeräten eines guten Hochfrequenzlaboratoriums auskommt.

Der in Blockbasisschaltung arbeitende Prüftransistor wird vom Meßsender G mit einstellbarer Frequenz gespeist. Der Emitterstrom I_e ruft am Vorwiderstand R_e die Wechselspannung $U_e = I_e R_e$ hervor, deren Betrag das Röhrenvoltmeter V oder ein Katodenstrahl-oszillograf anzeigt. Der Kollektorstrom erzeugt am niederohmigen Lastwiderstand R_L (z. B. 100 Ohm) die Spannung $U_L = I_c R_L = \alpha I_e R_L$. Zweckmäßig wählt man $R_e = R_L$ und findet α unmittelbar gleich dem Spannungsverhältnis U_L/U_e . Auf diese Weise ist die Absolutempfindlichkeit des Meßindikators eliminiert, und α kann mit ausreichender Genauigkeit aus der Länge der den beiden Spannungen U_e und U_L proportionalen Striche auf dem Schirm eines Oszillografen ermittelt werden, ohne daß der Frequenzgang des Oszillografen in die Messung eingeht. Wichtig ist, daß der Meßgenerator den Emittergleichstrom durchläßt und einen so niederohmigen Ausgang hat, daß etwaige Schaltkapazitäten seine Ausgangsspannung nicht beeinflussen.

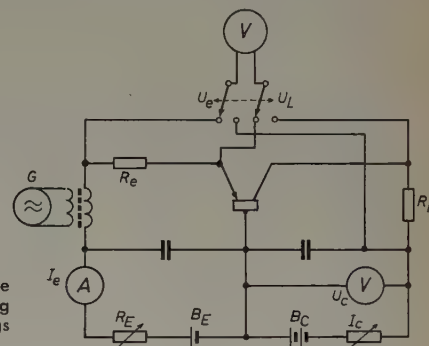


Abb. 14. Grundsätzliche Schaltung zur Messung des α -Frequenzgangs

Als Beispiel zeigt Abb. 15 die punktwise gemessenen Frequenzkurven eines Flächen- und Spitzentransistors mit den Grenzfrequenzen 0,9 und 2,9 MHz.

Praktischer ist die direkte Aufnahme der Alpha-Frequenzkurve mit einem Katodenstrahl-oszillografen und einem geeigneten, d. h. einen hinreichenden Bereich überstreichenden Wobbelsender. Abb. 16 gibt zwei derartige Oszillogramme wieder. Am besten bedient man sich natürlich eines Breitbandoszillografen, welcher unmittelbar die Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Frequenz darstellt, wobei sich in der aus Abb. 16a zu ersiehenden Weise einzelne Frequenz-

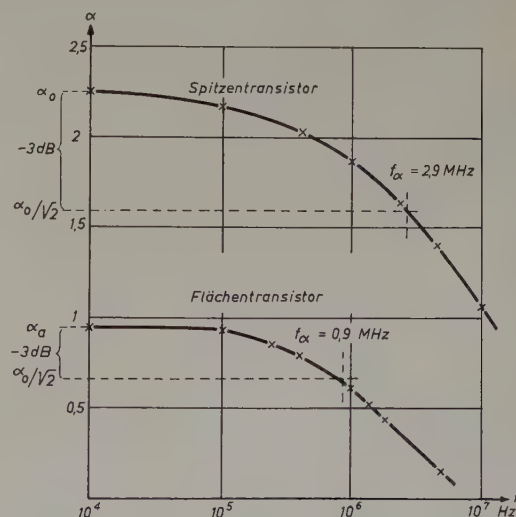


Abb. 15. Alpha-Frequenzkurven eines Spitzen- und eines Flächentransistors

markierungen durch geeichte Quarze einzeichnen lassen. Steht ein solcher Breitbandoszillograf nicht zur Verfügung, dann kann man sich durch Gleichrichtung der Ausgangs-Hochfrequenz helfen und erhält die in Abb. 16b gezeigte Kurve. Voraussetzung ist natürlich eine über den ganzen Wobbelbereich konstante Generatorspannung.

Wenn f_α weit im Hochfrequenzgebiet liegt, wie es bei manchen Spitzentransistoren und speziellen Flächentypen der Fall ist, erweist sich die Untersuchung in Emitterbasisschaltung zweckmäßiger. Abb. 17 zeigt das entsprechende Schaltschema, dessen Wechselstromkreis dem an Hand der Abb. 14 beschriebenen gleich ist. Statt α wird nunmehr die Stromverstärkung

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

gemessen, die mit wachsender Frequenz sehr viel rascher absinkt. Erhöht man die Meßfrequenz von einem hinreichend niedrigen Anfangswert für β_0 auf f_β , so daß β auf $\beta_0/\sqrt{2}$ (um -3 dB) sinkt, dann errechnet sich die Alpha-Grenzfrequenz zu

$$f_\alpha \approx \frac{f_\beta}{\sqrt{2 \left[1 - 0,293 \frac{\beta_0}{1 + \beta_0} \right]^2 - 1}} \approx \frac{f_\beta}{\sqrt{2 [1 - 0,293 \alpha_0]^2 - 1}}$$

Das daraus resultierende Verhältnis f_α/f_β ist in Abb. 18 grafisch dargestellt und wird um so größer, d. h., f_α liegt um so höher über f_β , je größer β_0 ist oder je mehr sich α_0 der Eins nähert.

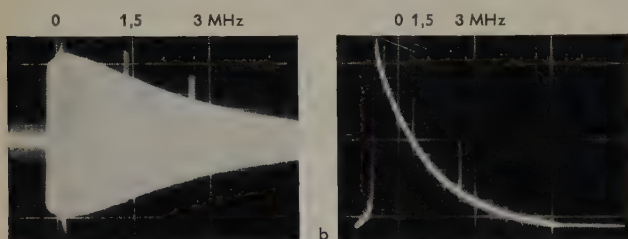


Abb. 16. Oszillografische Alpha-Frequenzkurven (a) mit Breitbandoszillograf und (b) mit gleichgerichteter Hochfrequenz aufgenommen

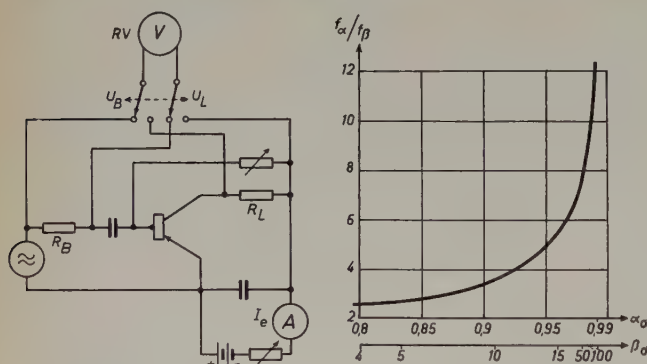


Abb. 17 (links). Schaltung zur Messung des Frequenzgangs des Stromverstärkungsfaktors β in Emitterbasisschaltung. Abb. 18 (rechts). Verhältnis der Grenzfrequenz f_α zu f_β in Abhängigkeit von α_0 oder β_0

Die näherungsweise Einführung der komplexen Stromverstärkung

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f_\alpha}}$$

erfaßt die Ultradynamik eines Transistors nur in der Nähe von f_α . Dem vollständigen Bild müssen die maßgeblichen Diffusionsvorgänge im Halbleiterkristall, vornehmlich in der Basisschicht, zugrunde gelegt werden, wobei sich herausstellt, daß der geschichtete Halbleiterblock eines Transistors wie ein Kabel behandelt werden kann, und daß sich seine Vierpolparameter aus den Telegrafengleichungen gewinnen lassen [6]. Ein Eingehen auf diese sehr verwickelten Vorgänge geht über den Rahmen der vorliegenden vergleichenden Übersicht hinaus. (Wird fortgesetzt)

Schrifttum

- [5] Hellmann, H. E.: Innere Transistorschwingungen. Z. f. Physik Bd. 138 (1954) S. 1—15
- [6] Oertel, L.: Zur Theorie der Ersatzbilder von Flächentransistoren. Telefunken Ztg. Bd. 27 (1954) S. 230—237

K.-H. DECKER

Ein neues Bauelement für die

Kupplungen sind an elektronisch gesteuerten Maschinen und Fertigungsstraßen immer wiederkehrende Bauelemente. Magnetkupplungen lassen sich je nach benötigter Erregerleistung entweder direkt durch den Anodenstrom einer Entladungsröhre oder über ein von der Röhre gesteuertes Schaltschütz betätigen. Für die Automatisierung eignen sich elektronisch gesteuerte Schaltungen besonders und sind im Ausland bereits in den verschiedensten Anwendungsbereichen zu finden. Der nachstehende Beitrag beschreibt eine bemerkenswerte Neuentwicklung auf diesem Gebiet.

Die elektromagnetische Kupplung hat sich besonders im Werkzeugmaschinenbau immer mehr durchgesetzt, denn sie ermöglicht ein ferngesteuertes Schalten und vermeidet das lästige Bedienen von Hebeln. Außerdem synchronisiert sie automatisch die zu kuppelnden Getriebesräder. Schleifringlose Magnetkupplungen sind zwar schon vor etwa 20 Jahren gebaut worden, ihre Einführung in größerem Umfang wurde jedoch durch die großen Abmessungen gegenüber den Schleifringkupplungen gehemmt. Die großen Abmessungen ergaben sich entweder aus der Notwendigkeit verlorener Luftspalte und komplizierter, breit ausbauender Lagerung des feststehenden Spulenkörpers oder aus der Schwierigkeit der getrennten Lagerung von Spulenkörper, Ankerscheibe und Lamellenmitnehmernabe auf der Welle. Der große Vorteil der schleifringlosen Stromzuführung, nämlich der Fortfall einer schleifenden Kontaktgabe mittels Bronzebürsten und Stahlschleifringen bei in Öldunst laufenden Kupplungen, durfte keinesfalls für die Weiterentwicklung übersehen werden, da die stillstehende Spule absolute Gewähr für störungsfreie Stromzuführung bietet. Schleifringkupplungen sind in Getrieben oftmals der Anlaß zu Störungen. Die im folgenden besprochene neue schleifringlose Elektromagnet-Lamellenkupplung überschreitet dabei die Abmessungen von Schleifringkupplungen nicht.

1. Aufbau und Arbeitsweise

Bei der Entwicklung der neuen schleifringlosen elektromagnetischen Lamellenkupplung (DBPa) ging man davon aus, daß sie ein geschlossenes Bauelement bildet und eingestellt und justiert geliefert werden kann. Die Montage ist daher denkbar einfach. Die Kupplung (Abb. 2) besteht aus dem Spulenkörper 1, der durch zwei Ringrillennager auf

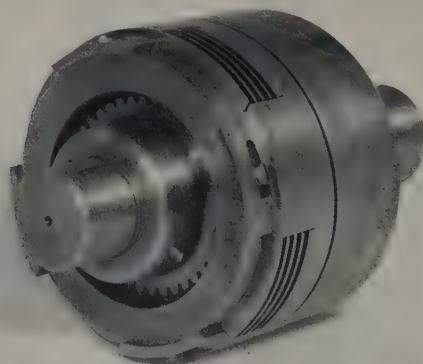


Abb. 1. Ansicht der schleifringlosen Elektromagnet-Lamellenkupplung

der Mitnehmernabe 2 zentriert und axial fixiert ist. Die Ankerscheibe 3, die am äußeren Umfang mehrere zur Aufnahme der Außenlamellen dienende Nocken trägt, sitzt axial beweglich auf der Mitnehmernabe 2. Um eine genügende Führungslänge zu erreichen, ist die untere Polfläche kegelig ausgebildet. Der magnetische Vorteil kegelförmiger Flächen ist bekannt.

Verzeugmaschinenbau – die schleifringlose Magnetkupplung

DK 621.825.54:621-578.3

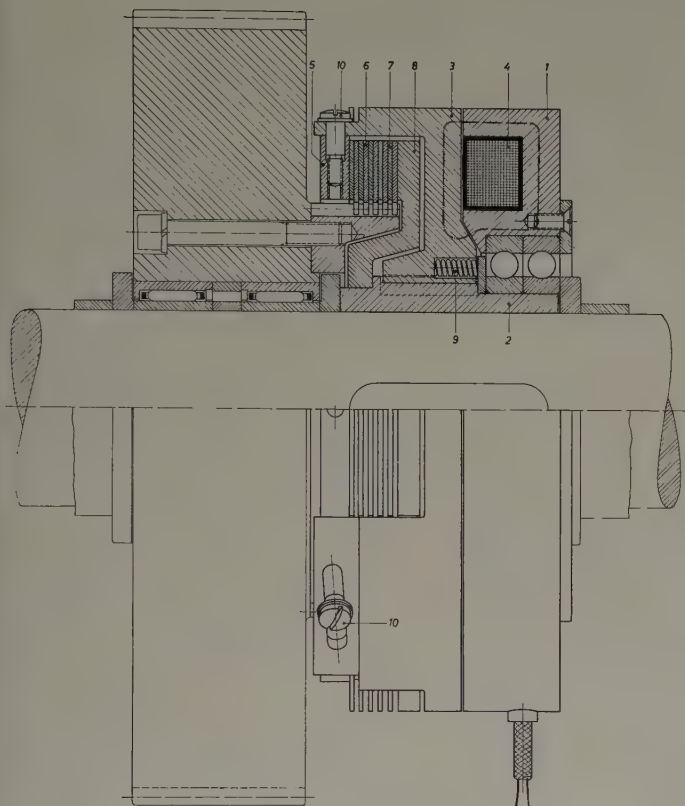


Abb. 2. Schnitt durch die schleifringlose Elektromagnet-Lamellenkupplung

Eine mit Isoliermasse vergossene Spule 4 ermöglicht diese Anordnung, während andere Ausführungen ein Raum erforderndes Spulengehäuse bedingen. Bei Erregung der Spule 4 bildet sich der strichpunktiert eingezeichnete Magnetkreis aus, der die Ankerscheibe 3 an den Spulenkörper 1 zieht. Der an den Ankerscheibenbocken verstellbare Druckring 5 preßt das Lamellenpaket 6 und 7 zwischen Druckring 5 und Druckscheibe 8 zusammen. Dadurch wird die kraftschlüssige Verbindung zwischen Zahnrad und Welle hergestellt. Die Kupplung ist in sich kraftschlüssig und erzeugt daher keinen Axial Schub auf die Welle. Nach Abschalten des Stromes drücken die Federn 9 die Ankerscheibe 3 in ihre Leerlaufstellung zurück.

Besonderer Wert wurde darauf gelegt, den mechanischen Teil der Kupplung vom magnetischen zu trennen. Dadurch wird das Leerlaufdrehmoment der Kupplung vernachlässigbar klein, wohingegen bei felddurchsetzten Lamellen infolge Remanenz das Leerlaufdrehmoment oftmals so groß ist (bis etwa 5% des Nenndrehmomentes), daß es die Welle mitnimmt.

Durch Verwendung von Innenlamellen 6 mit aufgesintertem Reibbelag ist eine besonders große Verschleißfestigkeit erreicht. Bei 100000 Schaltungen war die Abnutzung der Lamellen noch nicht meßbar. Diese Verschleißfestigkeit ermöglichte die Anwendung hoher Flächenpressungen (8...10 kg/cm²), so daß bei kleiner Lamellenzahl ein großer Reibradius erreicht wurde. Die kleine Zahl von 3 bis 5 Lamellenpaaren garantiert ein besonders exaktes und schnelles Schalten, da der Leerlaufspalt klein gehalten werden konnte.

Wenn nach längerer Betriebszeit eine bestimmte Abnutzung erreicht ist, rutscht die Kupplung durch und zeigt somit an, daß ein Nachstellen erforderlich ist. Hierzu lockert man die Schrauben 10 und verschiebt den Druckring 5 durch eine Drehbewegung in axialer Richtung. Die bisher übliche Nachstellung mittels Gewinde erwies sich als unzuverlässig, da nicht vorgespannte Gewinde wegen ihrer ge-

ringen Gestaltfestigkeit ganz besonders gegen dynamische Beanspruchungen empfindlich sind.

Die Kupplung kann man so einrichten, daß sie zur Verbindung zweier Wellenenden, eines Zahnrades mit der Welle oder auch zweier Zahnräder dient. Ein besonderer Vorteil der neuen Konstruktion ist, daß der stillstehende Spulenkörper 1 keine Befestigung am Getriebekasten erfordert, sondern nur eine Sicherung gegen Drehbewegung.

Die Ansicht einer schleifringlosen Elektromagnet-Lamellenkupplung zeigt Abb. 1.

Das übertragbare Drehmoment ist etwa doppelt so hoch wie das schaltbare. Bei Betätigung der Kupplung wird das Öl in eingearbeitete Nuten der Innenlamellen gepreßt, so daß sich nach Beendigung des Rutschens eine fast trockene Reibung einstellt und sich damit die Reibungszahl wesentlich erhöht. Zur Zeit werden Kupplungen für ein schaltbares Drehmoment von 2,5 bis 200 kgm gefertigt. Die Kupplung für ein übertragbares Drehmoment von etwa 5 kgm hat einen Außendurchmesser von 100 mm bei einer Breite von 55 mm, die für etwa 400 kgm einen Außendurchmesser von 310 mm bei einer Breite von 128 mm.

2. Schaltung und Schaltheufigkeit

Die Spule wird allgemein mit 24 V Gleichstrom erregt. Bei Wechsel- oder Drehstromnetz 220/380 V erfolgt die Speisung über einen Transformator mit Selen-Trockengleichrichter in Brücken- bzw. Dreiphasen-Brückenschaltung. Fordert man eine besonders kleine Ansprech- und Abfallzeit der Kupplung, dann schaltet man einen Widerstand vor die Spule, der die elektrische Trägheit, d. h. die Zeitkonstante $T = L/R$, verringert. Die mechanische Trägheit der Ankerscheibe ist infolge ihres geringen Gewichtes sehr klein, so daß praktisch nur die zum Aufbau des Magnetfeldes benötigte Zeit maßgebend ist. Abb. 3 zeigt die Ansprechzeiten mit und ohne Vorschaltwiderstand in Abhängigkeit vom schaltbaren Drehmoment. Die Abfallzeit liegt etwa in der Größenordnung der Ansprechzeit, weil die Induktivität beim Abschalten wegen des geringeren Luftspaltes größer ist als beim Einschalten. Andererseits wird die Ankerscheibe aber bei Abfallen des Erregerstromes schon beim Unterschreiten einer bestimmten Feldstärke durch Federkraft freigegeben. Das schaltbare bzw. übertragbare Drehmoment läßt sich mittels Regelwiderstandes auf jede beliebige Zwischengröße einstellen und auch während des Betriebes ändern.

Elektromagnetische Kupplungen gestatten schaltungsmäßig eine weitestgehende Anpassung an die jeweiligen Verhältnisse. So können

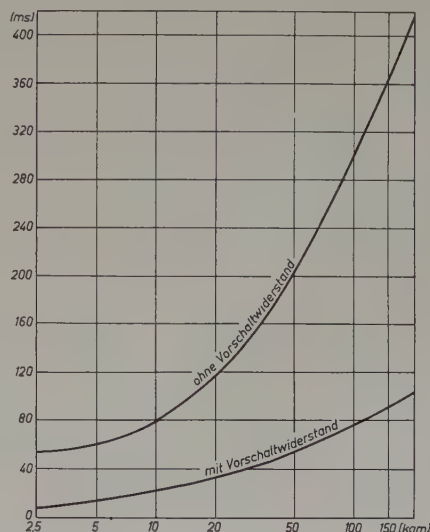


Abb. 3. Ansprechzeiten [ms] der schleifringlosen Magnetkupplung mit und ohne Vorschaltwiderstand in Abhängigkeit vom schaltbaren Drehmoment [kgm]

sie z. B. direkt gesteuert werden, also durch Ein- oder Ausschalter, auch in Verbindung mit Nocken- oder Anschlagkontakten, oder über Relais bzw. Schaltschütze, die wiederum von elektronischen Steuerorganen betätigt werden können und ermöglichen somit vollautomatischen Betrieb auch für die verwickeltesten Schaltvorgänge.

Die mögliche Schalthäufigkeit dieser Kupplung hängt ab

1. von der Ansprechzeit,
2. von der Synchronisierungszeit (Beschleunigungs- bzw. Verzögerungszeit), die wiederum von den Schwungmassen und vom Kupplungsdrehmoment (Schaltmoment) bestimmt wird,
3. von der Abfallzeit,
4. von der zulässigen Erwärmung der Lamellen.

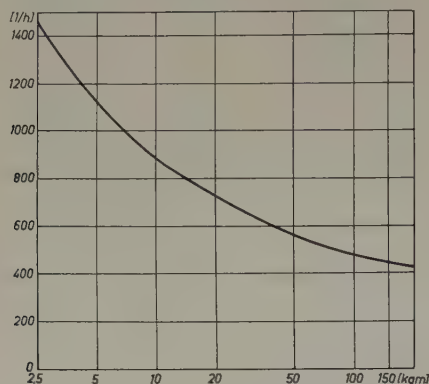


Abb. 4. Maximale Schalthäufigkeit [1/h] in Abhängigkeit vom Drehmoment [kgm]

Die Kupplungsgröße ist daher unter Berücksichtigung aller dieser Punkte auszuwählen und zu bestimmen. Die maximale Schalthäufigkeit unter Berücksichtigung der zulässigen Erwärmung ist aus Abb. 4 in Abhängigkeit vom schaltbaren Drehmoment zu entnehmen, und zwar bei einem Drehzahlunterschied zwischen den beiden Kupplungshälften von $n = 100$ U/min und einer Rutschzeit von $t = 1$ s. Bei anderen Verhältnissen ist der der Kurve entnommene Wert durch $n \cdot t/100$ zu dividieren.

V O R T R Ä G E

Kurzbericht über die ISO-Tagung in Stockholm TC 36, insbesondere Magnetfilmstandard

Die ISO (International Standard Organisation) trat turnusgemäß vom 6. bis 17. Juni 1955 in Stockholm zusammen. Ihre Aufgabe ist es, internationale Normen auf den Gebieten zu schaffen, für die internationale Zusammenarbeit oder Warenaustausch eine solche Notwendigkeit bedingt. Die ISO gliedert sich in zahlreiche Fachabteilungen (Technical Committees, TC), deren Mitglieder Fachleute ihres Landes und Mitarbeiter der nationalen Normen-Ausschüsse sind.

TC 36 (Cinematography) als eine dieser Fachabteilungen behandelt im Rahmen der ISO alle Fragen, die mit der internationalen Normung der Kinotechnik zusammenhängen, wobei als neue zu bearbeitende Fragen die Breitwandtechnik und der Magnetton beim Film auftreten. Zum erstenmal seit dem Kriege war Deutschland wieder auf der ISO vertreten, und erfreulicherweise bildeten die Vertreter aus Ost- und Westdeutschland gemeinsam die deutsche Delegation der TC 36 unter den 48 Delegierten aus den Ländern Belgien, Frankreich, Großbritannien, Holland, Italien, Schweden, UdSSR, Vereinigte Staaten von Amerika und Deutschland. Die Zusammenarbeit erfolgte in durchaus freundschaftlicher Weise, wenn auch sachlich-offiziell im Rahmen der internationalen Gepflogenheiten. Die Ausarbeitung von Vorschlägen zu den einzelnen Programmpunkten wurde Unterkommissionen übertragen; die Ergebnisse wurden auf den Gesamtsitzungen der TC 36 ergänzt und als Vorschläge gutgeheißen.

Auf der Tagesordnung standen außer der Verabschiedung früherer Normenvorschläge (hauptsächlich Rohfilm-, Perforations- und Bildfensterabmessungen sowie Lichttonfestlegungen) die weiteren Themen:

- Toleranzen von Film und Perforation (insbesondere schmale Perforation);
- Sicherheitsfilm, Definition und Kennzeichnung;
- Bildwandhelligkeit;
- Magnettonspuren, Lage und Abmessungen;
- Wiedergabe-Frequenzgang der Magnettonspuren;
- Breitwandfilm.

Für das Fernsehen interessieren hiervon in erster Linie die Fragen der Magnettonspuren und des Wiedergabefrequenzganges. Nachstehend wird hierüber berichtet, wobei wiederum mehr auf die fernsehtechnisch wichtigen Fragen eingegangen wird als auf die spezifisch kinotechnischen Dinge.

1. Lage und Abmessungen der Magnettonspuren

1.1 35-mm-Magnetfilm

Für die Vierspur-Aufzeichnung auf 35-mm-Magnetfilm wurde ein Vorschlag angenommen, der praktisch mit dem deutschen Vorschlag DIN 15554 für 17,5- und 35-mm-Magnetfilm übereinstimmt. Offenbar wird hiermit das günstigste Verhältnis zwischen erreichbarer Tonqualität und Übersprechdämpfung von Spur zu Spur erreicht.

1.2 16-mm-Magnetfilm, ein- und zweiseitig perforiert

Es lag unter anderem der deutsche Vorschlag DIN 15656 vor, dessen Mittenspur (5 mm breit) als Hauptspur übernommen wurde; für einseitig perforierten Magnetfilm (beim deutschen Fernsehen eingeführt) wurde auch die zweite Spur dieses Vorschlages empfohlen, die wiederum der Magnetspur des kombinierten „16-mm-Bildfilm mit Magnettonstreifen“ (DIN 15681) entspricht. Bei Annahme dieses Vorschlages stehen für den Programm-Austausch auf 16-mm-Magnetfilm sowohl die 5 mm breite Mittenspur als auch die 2,5 mm breite Spur an der Seite zur Verfügung, so daß Originalton und Kommentar in guter Qualität getrennt abgetastet werden können.

1.3 16-mm-Bildfilm mit Magnettonstreifen

Der amerikanische Normenvorschlag ASA/SMPTE 448/PH 22.87, April 1952, wurde zugrunde gelegt. Er stimmt mit dem deutschen Vorschlag DIN 15681 fast völlig überein, dessen Bild-Tonversatz von 28 Bildern übernommen wurde. Die Ausarbeitung des ISO-Vorschlages erfolgt, sobald die Breite der Magnettonspur endgültig festliegt, gegen die von einer Seite gewisse Bedenken wegen des geringen Abstandes zum Bildfenster erhoben wurden.

Eine internationale Gültigkeit dieser Norm wäre von großem Nutzen für den Austausch von Fernsehfilmen zwischen den Ländern, der im Rahmen einer Vereinbarung der UER (Union der Europäischen Rundfunkanstalten) auf 16-mm-Bildfilm einseitig perforiert mit Magnettonstreifen erfolgen soll¹⁾.

2. Wiedergabe-Frequenzgang von Magnettonspuren

Zur Festlegung des Wiedergabefrequenzganges wurde ein schwedischer Vorschlag zugrunde gelegt, der sich wiederum eng an die Empfehlung des CCIR Nr. 135 (London 1953) bzw. die entsprechende IEC-Empfehlung (Philadelphia 1954) anlehnte²⁾.

Es wurde empfohlen:

2.1 für 35-mm-Magnetfilm (natürlich auch für Splitfilm 17,5 mm) mit Magnettonspuren von 2,5 mm und breiter eine Wiedergabe-Entzerrung von 35 μ s.

2.2 für 35-mm-Film (Bildfilm) mit Magnettonstreifen von 1,25 mm oder schmaler ebenfalls eine Wiedergabe-Entzerrung von 35 μ s, jedoch mit einer zusätzlichen Erhöhung des aufgezeichneten Pegels unterhalb 300 Hz und oberhalb 5000 Hz, um einen größeren Brumm-Abstand zu erzielen bzw. die Höhenverluste auf Spielkopien zu kompensieren.

2.3 für 16-mm-Magnetfilm mit Magnettonspuren von 2,5 mm oder breiter eine Wiedergabe-Entzerrung von 100 μ s.

2.4 für 16-mm-Bildfilm mit Magnettonstreifen geringer Breite eine Wiedergabe-Entzerrung von 100 μ s, wieder mit einer zusätzlichen Erhöhung des aufgezeichneten Pegels unterhalb 300 Hz und oberhalb 500 Hz.

Mit Ausnahme der in Deutschland bisher nicht üblichen zusätzlichen Kompensation der unteren und oberen Frequenzgrenzen decken sich die Vorschläge mit den deutschen Normenvorschlägen bzw. Fernsehpraktiken.

*

Die Ergebnisse der ISO-TC 36-Tagung mit ihrem internationalen Rahmen können als recht erfolgreich bezeichnet werden, was auf den guten Willen aller Beteiligten zurückzuführen ist. Auch wurde der deutschen Delegation die erneute Mitarbeit nach dem Krieg in freundschaftlicher Weise erleichtert.

¹⁾ Vgl. Gondesens, K. E.: Verfahren der bildsynchrone Tonaufzeichnung im Fernsehen. ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 9 (1955) Nr. 2, S. 60–63

²⁾ Die CCIR-Empfehlung Nr. 135 definiert die Wiedergabecharakteristik durch einen „Normal-Wiedergabekanal“. Dieser besteht aus einem idealen Hörfeld (also ohne Spalt- und Eisenverluste) mit nachgeschaltetem Verstärker und folgendem Frequenzgang: Fallendes Übertragungsmaß, mit einer bestimmten Grenzfrequenz in die Horizontale übergehend, entsprechend dem Scheinwiderstand der Reihenschaltung eines Kondensators und eines Widerstandes mit einer Zeitkonstanten von a) 35 μ s bei den Bandgeschwindigkeiten 76,2 und 38,1 cm/s, b) 100 μ s bei der Bandgeschwindigkeit von 19,05 cm/s. Für den 35-mm-Film würde sinngemäß a) mit 35 μ s gelten, für den 16-mm-Film b) mit 100 μ s. Bänder oder Filme für den Programmaustausch müssen, auf dem „Normal-Wiedergabekanal“ abgespielt, innerhalb gewisser Toleranzen einen geraden Frequenzgang haben

Bildspeicherröhre für die Radartechnik



DK 621.397.6:621.396.967

Zur Auswertung der von einem Radargerät erhaltenen Informationen kann es notwendig sein, das Radarbild über größere Entfernungen zu übertragen. Bisher war es im allgemeinen nur möglich, das Schirmbild im abgedunkelten Raum entweder in unmittelbarer Nähe des Radargerätes oder in nur sehr geringer Entfernung zu betrachten. Die von der *Compagnie Générale de T.S.F.* und der *Société Française Radio-Electrique* entwickelte Radar-Anlage „TI 440“ geht einen bemerkenswerten Schritt weiter und erlaubt es, das elektronische Radarbild direkt in ein Fernsehbild umzusetzen, das dann über vorhandene Fernseh-Richtfunkstrecken über fast beliebig große Entfernungen übertragen und über einen normalen Fernsehsender ausgestrahlt werden kann. Dadurch ist es möglich, das Radarbild mit handelsüblichen Empfängern an beliebig vielen Stellen gleichzeitig zu beobachten oder über einen Fernseh-Großprojektor direkt einem größeren Kreis zugänglich zu machen.

Das Kernstück der neuen Anlage ist die Röhre TMA 402 X, die beim „Schreiben“ auf der einen Seite die zum Aufbau eines Radarbildes not-

Den Aufbau der TMA 402 X zeigt Abb. 1. Schreib- und Leseseite der Röhre sind durch eine dünne isolierte Platte voneinander getrennt, auf die die von einem Elektronenstrahl (10 kV) in Form von Ladungen zugeführten elektrischen Signale als Ladungsbild gespeichert werden. Dadurch ist es möglich, sowohl mehrere aufeinanderfolgende Signale zu addieren als auch die gespeicherten Signale mit einer geeigneten Abtastvorrichtung in willkürlicher Reihenfolge beim Lesen wieder zu entnehmen. Das Eingangssignal gelangt auf den Wehneltzylinder und kann je nach Ablenkgeschwindigkeit zwischen Bruchteilen eines Volt und einigen 10 Volt liegen. Das elektronenoptische Schreibsystem ist ein Triodensystem mit magnetischer Fokussierung und Ablenkung.

Zum Lesen erzeugt ein zweites elektronenoptisches System, ein Tetrodensystem mit elektrostatischer Fokussierung und Ablenkung, einen Abtaststrahl, der mit 20 MHz moduliert ist.

Das Ausgangssignal liegt in der Größenordnung von einigen mV, und durch die besondere Ausbildung der elektrostatischen Ablensysteme ist

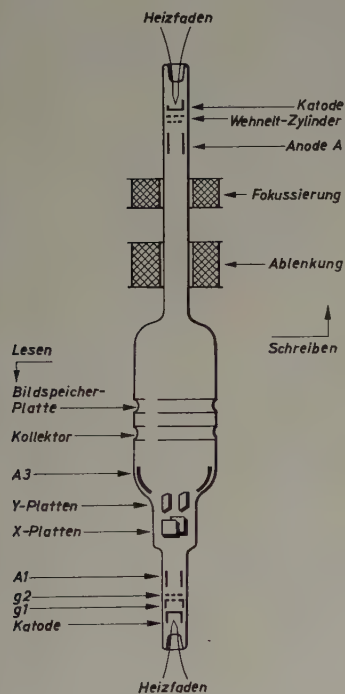


Abb. 1. Schematische Darstellung der Bildspeicherröhre

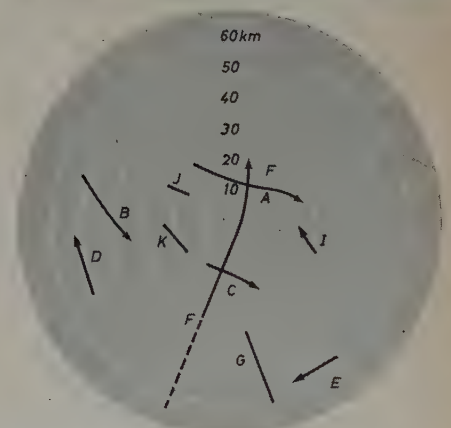
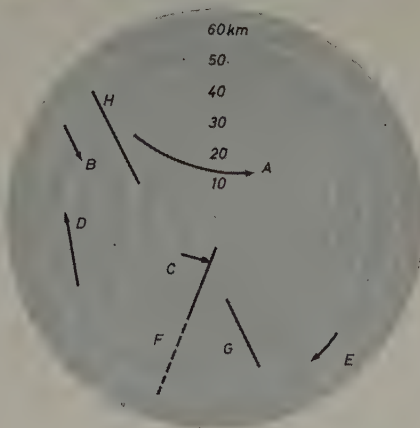
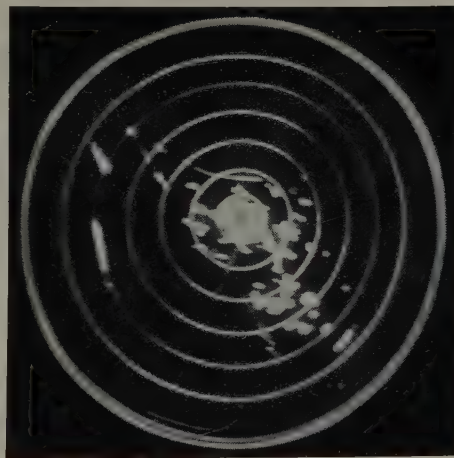


Abb. 2 u. 3 (rechts). In wenigen Minuten Abstand aufgenommene Schirmbilder der Luftlage im Raum von Paris. Beim Vergleich ist deutlich der Weg der einzelnen, vom Radargerät erfaßten Ziele zu erkennen. Die schematischen Darstellungen unter den Schirmbildern sollen die Identifizierung der einzelnen aufgezeichneten Objekte erleichtern

wendigen Signale aufnimmt und beim „Lesen“ auf der anderen Seite weitgehend beliebige Signale, also z. B. auch Fernsehsignale, abzugeben vermag. Sehr bemerkenswert ist die in einfachster Weise regelbare Speicherzeit in einem Bereich von wenigen Mikrosekunden bis zu einigen Stunden. Es handelt sich bei der Röhre also um eine „Gedächtnisröhre“ (memory tube). Infolge der regelbaren Speicherzeit ist es möglich, nicht nur die Ziele selbst darzustellen, sondern auch ihre laufende zeitliche Veränderung, ein Vorteil, der vor allem für Radaranlagen zur Überwachung des Luftraumes von ganz besonderer Bedeutung ist. Weiterhin ist es möglich, den helleuchtenden rotierenden Schreibstrahl weitgehend zu unterdrücken, so daß die dadurch gelegentlich auftretende Blendung verschwindet und die Radarbilder an Deutlichkeit und an Lesbarkeit gewinnen.

auch ein Abtasten nach komplizierten Gesetzen möglich. Im allgemeinen wird man sich der jeweiligen Fernschnorm anschließen. Die von der Röhre gelieferten Signale werden in einer Mischstufe mit den Bild- und Zeilen-Synchronisierungssignalen gemischt und ergeben damit das zum Steuern des Senders notwendige Norm-Signal.

Die exakte Leistung der TMA 402 X läßt sich nur für genau definierte Betriebsbedingungen des Schreib- und Lesesystems angeben und ist innerhalb weiter Grenzen dem jeweiligen Verwendungszweck anzupassen. Es sei hier nur erwähnt, daß es möglich ist, auch Halbtöne wiederzugeben, die allerdings die Tonwertstufen eines Fernsehbildes noch nicht erreichen. Das Auflösungsvermögen liegt unter optimalen Arbeitsbedingungen zwischen 300 und 400 Zeilen.

Die Bemessung von Netzgleichrichter-Transformatoren

Fortsetzung aus Nr. 8, S. 300

DK 621.314.21.001.2

7. Zusätzliche Tafeln und Tabellen

Abschließend werden noch einige Tafeln und Tabellen für die Berechnung der Gleichrichter-Transformatoren gegeben.

7.1 Überschlagsrechnung

Diese Zusammenstellung eignet sich für grobe Überschlagsrechnungen, unter der Voraussetzung, daß der Stromflußwinkel $2\alpha = 90^\circ$ ist, ein Wert, der in den meisten Fällen nahezu erreicht wird oder durch Schutz- bzw. Spratzwiderstände erzwungen werden kann. Das Übersetzungsverhältnis des Transformators ist hierbei 1 : 1. Bei den Faktoren für den Primärstrom unter b) sind etwa 20% für die Verluste im Transformator mitberücksichtigt. Man erhält somit aus den bekannten Ausgangsgrößen durch Multiplikation mit den angegebenen Faktoren die in der nachstehenden Aufstellung aufgeführten errechneten Größen.

| Ausgangsgröße | Faktor | | | errechnete Größe |
|------------------------|--------|------|------|------------------|
| | E | M | B | |
| a) Gleichstromleistung | 2,68 | 2,38 | 1,57 | Typenleistung |
| b) Gleichstrom | 2,78 | 1,88 | 1,88 | Primärstrom |
| c) Gleichstrom | 2,22 | 1,11 | 1,58 | Sekundärstrom |
| d) Gleichspannung | 1,00 | 1,00 | 1,00 | Sekundärspannung |
| e) Außenwiderstand | 0,065 | 0,13 | 0,13 | Innenwiderstand |

Beispiel: Wie groß ist der Innenwiderstand R_i bei 200 V Gleichspannung und einer Gleichstromentnahme von 80 mA in Brückenschaltung mit Ladekondensator? Der Außenwiderstand R_a ist 200 V : 0,08 A = 2500 Ohm. Damit wird $R_i = 2500 \text{ Ohm} \cdot 0,13 = 325 \text{ Ohm}$.

Eine Gegenprobe nach (44) ergibt: Die Gleichstromleistung ist $200 \text{ V} \cdot 0,08 \text{ A} = 16 \text{ W}$. Damit wird die Typenleistung nach der obigen Zusammenstellung $N_T = 16 \text{ W} \cdot 1,57 = 25 \text{ VA}$. Nach Tab. II erhält man für 25 VA einen Kerntyp M 65 und die Widerstandskonstante $k = 0,0067 \cdot 200^2 = 270 \text{ Ohm}$. Hinzu kommt der Innenwiderstand des Gleichrichters R_{iR} . Ein Siemens-Flachgleichrichter SSF B 250 C 100 hat einen Innenwiderstand von 40 Ohm. Somit wird der Gesamtinnenwiderstand $R_i = 270 + 40 = 310 \text{ Ohm}$.

Die Hauptrechnung wird mit einem dieser Näherungswerte vorgenommen.

Tab. IV. Widerstandswerte R_Φ in Ohm/m für Kupferlackdrähte von 0,05 bis 2,5 mm Ø bei den Übertemperaturen θ von 0 bis 60°C

| Draht Ø in mm | | Φ | | Draht Ø in mm | | Φ | |
|---------------|----------|--------|---------|---------------|----------|--------|--------|
| blank | isoliert | 0° C | 60° C | blank | isoliert | 0° C | 60° C |
| 0,05 | 0,065 | 8,9130 | 13,6050 | 0,32 | 0,35 | 0,2176 | 0,2540 |
| 0,06 | 0,08 | 6,1890 | 7,5250 | 0,34 | 0,37 | 0,1928 | 0,2340 |
| 0,07 | 0,09 | 4,5470 | 5,5200 | 0,35 | 0,38 | 0,1819 | 0,2340 |
| 0,08 | 0,10 | 3,4820 | 4,2400 | 0,38 | 0,41 | 0,1543 | 0,1880 |
| 0,09 | 0,11 | 2,7510 | 3,3000 | 0,40 | 0,43 | 0,1393 | 0,1695 |
| 0,10 | 0,12 | 2,2280 | 2,7100 | 0,42 | 0,45 | 0,1236 | 0,1538 |
| 0,11 | 0,13 | 1,8460 | 2,2410 | 0,45 | 0,49 | 0,1100 | 0,1352 |
| 0,12 | 0,145 | 1,5470 | 1,8800 | 0,48 | 0,52 | 0,0967 | 0,1150 |
| 0,13 | 0,15 | 1,3220 | 1,6090 | 0,50 | 0,54 | 0,0891 | 0,1081 |
| 0,14 | 0,16 | 1,1370 | 1,3810 | 0,55 | 0,59 | 0,0737 | 0,0896 |
| 0,15 | 0,17 | 0,9903 | 1,2080 | 0,60 | 0,64 | 0,0619 | 0,0752 |
| 0,16 | 0,18 | 0,8704 | 1,0580 | 0,65 | 0,69 | 0,0527 | 0,0641 |
| 0,17 | 0,19 | 0,7730 | 0,9450 | 0,70 | 0,75 | 0,0455 | 0,0515 |
| 0,18 | 0,20 | 0,6874 | 0,8360 | 0,75 | 0,80 | 0,0396 | 0,0482 |
| 0,19 | 0,21 | 0,6190 | 0,7520 | 0,80 | 0,85 | 0,0348 | 0,0424 |
| 0,20 | 0,22 | 0,5570 | 0,6780 | 0,85 | 0,90 | 0,0309 | 0,0375 |
| 0,22 | 0,25 | 0,4604 | 0,5600 | 0,90 | 0,95 | 0,0275 | 0,0335 |
| 0,24 | 0,27 | 0,3868 | 0,4700 | 0,95 | 1,00 | 0,0247 | 0,0300 |
| 0,25 | 0,29 | 0,3565 | 0,4320 | 1,00 | 1,05 | 0,0223 | 0,0271 |
| 0,26 | 0,29 | 0,3296 | 0,3900 | 1,50 | 1,56 | 0,0099 | 0,0121 |
| 0,28 | 0,31 | 0,2842 | 0,3460 | 2,00 | 2,06 | 0,0056 | 0,0068 |
| 0,30 | 0,33 | 0,2476 | 0,3000 | 2,50 | 2,57 | 0,0036 | 0,0043 |

7.2 Rechenwerte für M- und E/I-Kerntypen

Für die genormten M- und E/I-Blechschnitte sind die Rechenwerte bei 50 Hz und 12000 G in der Tab. II enthalten [5]. Außerdem mögen noch folgende Hinweise Beachtung finden [11, 5]:

- a) Die Buchstaben „M“ bzw. „E/I“ in Tab. II geben die Art des Kernbleches, die Zahlen die größte Abmessung des Bleches in mm an.
- b) Die Spulenkörper-, Wicklungs- und Deckisolation bei 1500 V Prüfspannung besteht aus je zwei Lagen 0,1 mm starkem Ölleinen. Bis zu

2000 V Prüfspannung nimmt man drei Lagen 0,1 mm und bis 3000 V Prüfspannung fünf Lagen 0,1 mm starkes Ölleinen.

c) Die Lagenisolation hängt von der Lagenspannung und von der verwendeten Drahtstärke d ab. Für CuL bis 0,2 mm Ø wird eine Lage 0,03 mm Lackpapier, bis 1,0 mm Ø 0,06 mm L. P. und über 1,0 mm Ø CuL 0,1 mm L. P. genommen. Bei Verwendung von Kupferlackdrähten ist es zweckmäßig, nach jeder Lage eine Isolation aufzuwickeln, da die Lagenspannung der Gleichrichter-Transformatoren meist über 15 V beträgt. Nur bei den Lackseidendrähten erübrigt sich eine Lagenisolation.

d) An den beiden Spulenkörperflanschen ist bei einer Betriebsspannung bis 1000 V ein freier Raum von 1 mm bis zur Drahtwicklung zu lassen. Dieser erhöht sich bei 3000 V auf 2 mm und bei 4000 V auf 3 mm. Der freie Raum muß mit Isoliermaterial ausgefüllt werden, um ein Abrutschen der Drahtwicklung zum Flansch zu vermeiden.

e) Als Abschirmung gegen störende Hochfrequenz kann man eine Kupferdrahtlage von 0,3 mm Ø zwischen Primär- und Sekundärwicklung legen. Das eine Ende des Drahtes wird nach außen geführt und mit dem Eisenkern bzw. mit der Masse des Gerätes oder Chassis verbunden. Für die Isolation gilt das unter b) Gesagte.

7.3 Wicklungswiderstand

Die Bestimmung des Widerstandes einer Wicklung im kalten und warmen Zustand ist unter Benutzung von Tab. IV möglich. Für die verschiedenen Drahtdurchmesser von 0,05 bis 2,5 mm Ø sind die Widerstandswerte in Ohm je Meter für Übertemperaturen von 0° (Raumtemperatur) und 60° C (Betriebstemperatur) angegeben [5].

Der Wicklungswiderstand errechnet sich zu

$$R_w = \frac{l_m n R_\Phi}{100}$$

(l_m in [cm], R_Φ in [Ω ·m])

(58)

Die Größe l_m ist die mittlere Windungslänge in cm aus Tab. II und n die primäre bzw. sekundäre Windungszahl des Transformators. Die Größe R_Φ bedeutet den Widerstand des Drahtdurchmessers d gemäß Tab. IV.

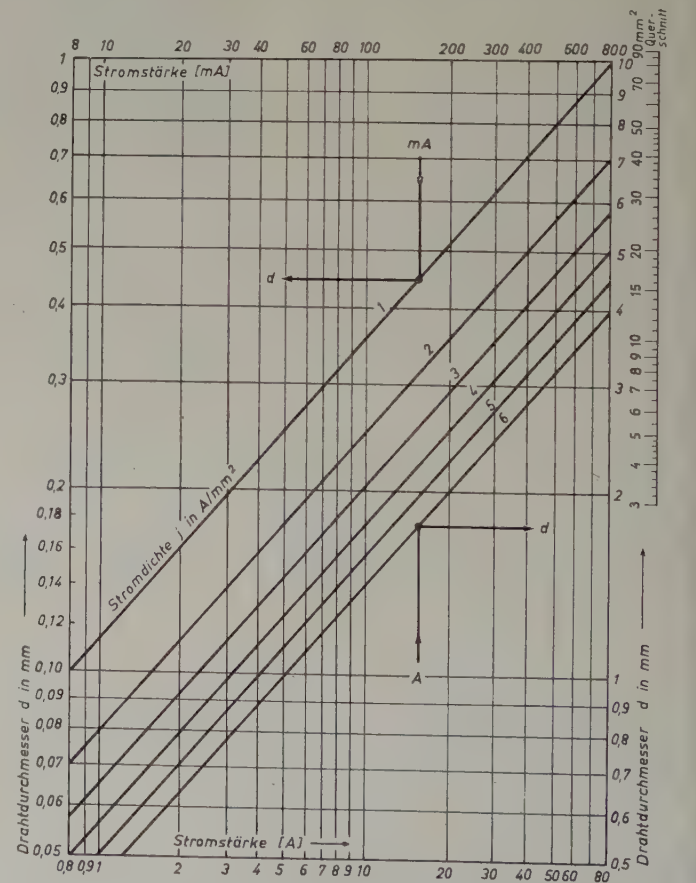


Abb. 18. Diagramm zum Bestimmen des Drahtdurchmessers d aus der Stromstärke I_{pr} bzw. I_{sek} und der Stromdichte j

AEG ELEKTRONIK

Ein umfangreiches Röhren-Programm zur Lösung von Aufgaben der industriellen Elektronik

Technische Röhren
ROBUST
RATIONELL
RAUMSPAREND
ZUVERLÄSSIG
WIE EIN RAD IM GETRIEBE

Thyratrons mit Glühkathode

| Typ | | ASG *** 5121 | ASG *** 5017 | ASG *** 5023 | ASG ** 6011 | ASG ** 5044 B | ASG *** 5544 | ASG ** 5045 B | ASG *** 5545 | ASG ** 5155 A |
|---------------|----|-----------------|-----------------|-----------------|----------------|------------------|-----------------|------------------|-----------------|------------------|
| Heizspannung | V | 6,3 | 2,5 | 2,5 | 2,5 | 2,5 | 2,5 | 2,5 | 2,5 | 2,5 |
| Heizstrom | A | 0,6 | 7 | 7 | 9 | 12 | 12 | 21 | 21 | 34 |
| Sperrspannung | | | | | | | | | | |
| Scheitelwert | kV | 1,3 | 2,5 | 5,0 | 1,25 | 1,25 | 1,4 | 1,5 | 1,4 | 1,4 |
| Kathodenstrom | | | | | | | | | | |
| Scheitelwert | A | 0,5 | 4 | 2 | 6 | 30 | 40 | 40 | 80 | 150 |
| Mittelwert | A | 0,1 | 1 | 0,5 | 1,5 | 2,5 | 3,2 | 3,2 | 6,4 | 12,5 |

*) Quecksilberdampf-füllung **) Mischfüllung ***) Edelgasfüllung

Thyratrons mit kalter Kathode

| Typ | | ASG OA 4 | ASG 5823 | ASG 5823 A |
|------------------|------------------|-------------|-------------|---------------|
| Betriebsspannung | V _{eff} | 110 | 110 | 220 |
| Kathodenstrom | | | | |
| Scheitelwert | A | 0,1 | 0,1 | 0,1 |
| Mittelwert | A | 0,025 | 0,025 | 0,025 |

Ignitrons

| Typ | | AJ 1000/1 G | AJ 5100 | AJ 5102 | AJ 5551 | AJ 5552 | AJ ** 6346 | AJ ** 6347 |
|---------------|----|----------------|------------|------------|------------|------------|---------------|---------------|
| Sperrspannung | | | | | | | | |
| Scheitelwert | kV | 15 | 0,8 | 0,8 | 0,8 | 0,8 | 0,8 | 0,8 |
| Kathodenstrom | | | | | | | | |
| Scheitelwert | A | 1000 * | 200 | 1400 | 2400 | 4500 | 2400 | 4500 |
| Mittelwert | A | 1 | 1 | 50 | 56 | 150 | 56 | 150 |

*) Höhere Belastungswerte auf Anfrage **) Wasserspar-Ignitron

Gleichrichter

Röhren ohne Steuergitter

| Typ | | AG 866 A | AG 872 A | AG 8008 | AG 575 A | AG 849 B |
|---------------|----|-------------|-------------|------------|-------------|-------------|
| Heizspannung | V | 2,5 | 5 | 5 | 5 | 5 |
| Heizstrom | A | 5 | 7 | 7 | 10 | 19 |
| Sperrspannung | | | | | | |
| Scheitelwert | kV | 10 | 10 | 10 | 10 15 | 20 |
| Kathodenstrom | | | | | | |
| Scheitelwert | A | 1 | 5 | 5 | 7 6 | 10 *) |
| Mittelwert | A | 0,25 | 1,25 | 1,25 | 1,75 1,5 | 2,5 *) |

*) Höhere Belastungswerte auf Anfrage

Photozellen

Vakuumpzellen, blauempfindlich
Edelgaszellen, blauempfindlich
Vakuumpzellen, rottempfindlich
Edelgaszellen, rottempfindlich

Typ
Fz 11 V, Fz 21 V, Fz 9011 V
Fz 11 G, Fz 21 G, Fz 9011 G
Fz 12 V, Fz 9012 V
Fz 12 G, Fz 9012 G

Hochvakuum-Ventile

| Typ | | V 30/1 | V 30/81 | V 80/1001 h | V 125/801 tsk | V 150/502 prö | V 150/801 t6 | V 160/801 t6t |
|---------------|----|-----------|------------|----------------|------------------|------------------|-----------------|------------------|
| Heizspannung | V | 2 | 8,5 | 16,5 | 16,5 | 12,5 | 17,5 | 6,5 |
| Heizstrom | A | 1,15 | 2,75 | 8,1 | 8,1 | 7,3 | 7,75 | 6 |
| Sperrspannung | | | | | | | | |
| Scheitelwert | kV | 30 | 30 | 80 | 125 | 150 | 150 | 160 |
| Kathodenstrom | | | | | | | | |
| Mittelwert | mA | 0,5 | 15 | 75 | 50 | 12 | 50 | 50 |

Für den Aufbau elektronischer Steuerungen stehen außerdem zur Verfügung: Phasenverstellglied · Gittervorspannungseinheit · Impulstransformator u.a.

VERLANGEN SIE BITTE AUSFÜHRLICHE SONDERPROSPEKTE

ALLGEMEINE ELEKTRICITÄTS - GESELLSCHAFT

7.4 Drahtdurchmesser der Wicklungen

Der Drahtdurchmesser d wird durch die Stromstärke I_{Dr} bzw. I_{sek} und die zulässige Stromdichte j bestimmt. Diese läßt sich [4] aus der Beziehung

$$j = 0,51 \sqrt{\frac{\vartheta}{(1 + \frac{h_w}{3}) h_w}} \quad (j \text{ in } [A/mm^2], \vartheta \text{ in } [^\circ C], h_w \text{ in } [cm]) \quad (59)$$

annähernd errechnen. Hierin ist ϑ die Übertemperatur der Wicklung in $^\circ C$ und h_w die Gesamt-Spulenwicklungshöhe in cm. In Tab. II sind die Stromdichten für die Übertemperaturen von $60^\circ C$ und $40^\circ C$ für jeden Transformatorentyp angegeben. Sie gelten für freistehende Transformatoren im Dauerbetrieb bei ungehindertem Luftzutritt.

Die Stromdichte j ist also ein Maß für die Erwärmung der Wicklung. Nach ihrer Festlegung kann der für den Strom I in A erforderliche Drahtdurchmesser d in mm nach

$$d = 1,13 \sqrt{\frac{I}{j}} \quad (60)$$

bestimmt werden. Diese Beziehung ist in Abb. 18 grafisch dargestellt. (Wird fortgesetzt)

Schrifttum

- [1] ● Kammerloher, J.: Hochfrequenztechnik III (Gleichrichter). Füssen 1941
- [2] Kühn, R.: Der neue Siemens-Selen-Rundfunkgleichrichter und die Größe des Transformators und der Drossel. FUNK UND TON Bd. 5 (1951) S. 449—465
- [3] Kühn, R.: Die Kennlinien des neuen Siemens-Selen-Flachgleichrichters und der Innenwiderstand des dazugehörigen Transformators. FUNK UND TON Bd. 6 (1952) S. 337—350
- [4] ● Kühn, R.: Die günstigste Stromdichte in Transformatoren-Wicklungen. Erlangen 1948, Selbstverlag
- [5] ● Kühn, R.: Der Kleintransformator. Füssen 1949, Wintersche Verlagsbuchhandlung
- [6] Schweitzer, H.: Effektivwerte und Wirkungsgrade bei Klein-Netzteilen mit kapazitiv abgeschlossener Gleichrichtung. FUNK UND TON Bd. 7 (1953) S. 192—198
- [7] Verse, H.: Kurze Einführung in die Theorie der Gleichrichter mit Pufferkondensatoren. ETZ Bd. 69 (1948) S. 11—18
- [8] Verse, H.: Charakterisierung und einheitliche Berechnungsunterlagen der Gleichrichter mit Pufferkondensatoren. Bull. SEV Bd. 40 (1949) S. 818—826
- [9] Brey, R.: Über die Bemessung und das Verhalten von Hochspannungsgleichrichtern. Elektrotechnik Bd. 4 (1950) S. 99—101
- [10] ● Schilling, W.: Die Gleichrichterschaltungen. Berlin-München 1938
- [11] ● Pitsch, H.: Hilfsbuch für die Funktechnik. Leipzig 1953

AUS INDUSTRIE UND TECHNIK

Josef Czech 25 Jahre bei Philips



Der Leiter des Applikationslabors für industrielle Technik, Herr Josef Czech, konnte am 1. September 1955 auf eine 25jährige Tätigkeit im Hause Philips zurückblicken. Er ist weiten Kreisen durch Vorträge auf Tagungen und zahlreiche Veröffentlichungen in Fachzeitschriften bekanntgeworden. Sein Buch „Der Elektronenstrahl-Oszillograf“ — obwohl erst vor wenigen Monaten erschienen — ist heute schon für viele zu einem Standardwerk geworden, weil auch hier, ebenso wie in seinen Vorträgen, die klare und präzise Art der Darstellung hervortritt. Die Liebe zur HF-Technik führte Herrn Czech zunächst zu Philips nach

Prag, wo er die TC-Stelle (technical communications) für Elektronenröhren und später die Arbeitsgebiete Spezialröhren, Bauteile und Elektronische Meßgeräte übernahm. Anfang 1939 übersiedelte er nach Berlin zur Philips Electro Special GmbH, wo ihm 1941 die technisch-kommerzielle Leitung der gesamten Vertriebsabteilung für Spezialröhren und elektronische Meßgeräte übertragen wurde. Nach Kriegsende half er zunächst beim Wiederaufbau der Philips Schall in Berlin, bis er 1949 in die Westberliner Zweigstelle der Deutschen Philips GmbH berufen wurde und dort die Abteilung „Technik Berlin“ gründete. Seit Anfang dieses Jahres steht er an verantwortlicher Stelle als Leiter des Applikationslabors für industrielle Technik bei der Elektro Spezial GmbH in Hamburg, wo ihm nicht nur seine reichen Erfahrungen auf dem gesamten Gebiet der HF- und Elatechnik zugute kommen, sondern vor allem auch sein großes Wissen auf dem heute so wichtigen Gebiet der elektronischen Meßtechnik. Ebenso wie der Name Czech und der Elektronenstrahl-Oszillograf zu einem Begriff geworden sind, wird in Zukunft sein Name auch mit der industriellen Elektronik auf das engste verbunden sein.

Die ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU gratuliert dem Jubilar, der am 8. Oktober das 50. Lebensjahr vollendet, herzlich und wünscht ihm auch für sein neues großes Aufgabengebiet weiterhin guten Erfolg.

Katodenstrahlröhren mit Planschirm

Die Reihe der Katodenstrahlröhren mit Planschirm hat Valvo jetzt um die Typen DG 10-54, DG 13-14 und DG 13-54 erweitert. Alle Typen sind nicht nur mit G-Schirm (grüne Fluoreszenz und mittlere Nachleuchtdauer), sondern auch mit B-Schirm (blaue Fluoreszenz und kurze Nachleuchtdauer) oder mit P-Schirm (zunächst bläuliche Fluoreszenz und kurze Nachleuchtdauer, dann grüne Fluoreszenz bei sehr langer Nachleuchtdauer) lieferbar. Die Typen DG 10-54 und DG 13-54 haben eine besonders große vertikale Ablenkempfindlichkeit bei allerdings verringerter höchst-

möglicher Ablenkamplitude. Bei der DG 13-54 sind die Anschlüsse für die Ablenkplatten und die Hochspannung am Kolben und Kolbenhals herausgeführt. Dieser Typ ist besonders für Breitband-Oszillografen geeignet.

Zu den neuen Typen sind zugehörige Mumetall-Abschirmungen lieferbar, für DG 10-54 die Abschirmung „30312“, für DG 13-14 „30313“ und für DG 13-54 „30337“.

Doppeltriode E 88 CC

Als Spezial-Doppeltriode hoher Konstanz und Lebensdauer erscheint jetzt die E 88 CC im Vertriebsprogramm der Siemens & Halske AG. Die Röhre in Novaltechnik ist für HF- und ZF-Verstärkung und insbesondere für Kipp- und Kaskodeschaltungen sowie zur Verwendung als Misch- und Phasenumkehr-Röhre geeignet. Bei einer Anodenspannung von 90 V ($-U_g$ 1,2 V) und einem Anodenstrom von 15 mA ist die Steilheit 12,5 mA/V. Die wichtigsten Grenzdaten sind: $U_{a \text{ kalt}} = 400$ V; $U_a = 220$ V; $Q_a = 1,5$ W; $I_k = 20$ mA; $I_{ksp} = 100$ mA (für max. 200 μ s, 10% Einschaltdauer); $-U_g = 100$ V; $-U_{gsp} = 200$ V (für max. 200 μ s).

Elektronische Zählgeräte

Elektronische Zählgeräte sind wegen der durch sie gebotenen Möglichkeit der genauen Impulzzählung bei hohen Zählgeschwindigkeiten zu einem schon weitverbreiteten Baustein der industriellen Elektronik geworden.



Gerade hier ergeben sich für derartige Geräte vielseitige Anwendungsmöglichkeiten, die sich nicht nur auf die Impulzzählung jeglicher Art beschränken, sondern auch für viele andere Anwendungsgebiete neue Lösungen anbieten. Es seien hier nur erwähnt die Drehzahlmessung, die wegabhängige Programmsteuerung und die Steuerung von Vorschubblängen und Einstellvorgängen an Maschinen, die Längen-, Mengen- und Geschwindig-

keitszählung, die Steuerung von Sortier- und Büromaschinen und das elektronische Wiegen.

Die elektronischen Zählgeräte „ZG“ und „ZGV“ der Firma Ing. Günther Ziegler, Frankfurt/Main, sind unter besonderer Berücksichtigung der oft rauen und schwierigen äußeren Betriebsbedingungen entwickelt worden und geben durch die Art des Aufbaus Gewähr für hohe Betriebssicherheit. Die Geräte des Typs „ZG“ sind für reine Impulzzählung, die des Typs „ZGV“ zur Steuerung durch Ziffernvorwahl bestimmt. Beide werden in einem bewährten Baukastenprinzip ausgeführt und lassen sich dadurch den örtlich oft sehr unterschiedlichen Aufstellungs- und Anbringungs-möglichkeiten leicht anpassen.

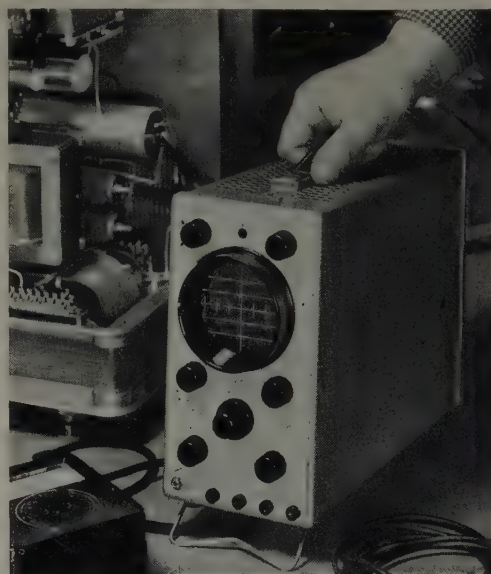
Rauschdioden

Für Messungen im Zentimeterwellengebiet bietet Valvo zwei neue edelgasgefüllte Rauschdioden an. Die K 50 A ist für Messungen im 3-cm-Gebiet bestimmt (Pegel 19,3 dB), während die K 51 A im 10-cm-Gebiet (Pegel 19,1 dB) arbeitet. Beide Typen sind weitgehend temperaturunempfindlich und nur sehr wenig vom Anodenstrom abhängig.

Oscillarzet

Für die Erfordernisse der Fernseh-, Impuls-, HF- und NF-Technik wird unter dieser Bezeichnung von Siemens & Halske ein kleiner tragbarer Werkstattszillograf neu auf den Markt gebracht, der eine scharfzeichnende Katodenstrahlröhre DG 7-36 mit Planschirm enthält. Der Y-Verstärker ist in der Bandbreite umschaltbar und hat in der Stellung „breit“ einen Frequenzbereich von $3 \text{ Hz} \dots 4 \text{ MHz} \pm 3 \text{ dB}$ und in der Stellung „schmal“ von $3 \text{ Hz} \dots 450 \text{ kHz} \pm 3 \text{ dB}$. Die Empfindlichkeit in Stellung „breit“ beträgt $25 \text{ mV}_{\text{eff}}/\text{cm}$ ($140 \text{ mm}/V_{\text{SS}}$), in Stellung „schmal“ $2 \text{ mV}_{\text{eff}}/\text{cm}$ ($1770 \text{ mm}/V_{\text{SS}}$). Die Verstärkung ist in Stufen 1:1, 1:10, 1:100, 1:1000 und zusätzlich kontinuierlich 1:12 regelbar, wobei der Eingangswiderstand von $1 \text{ MOhm} \parallel 25 \text{ pF}$ konstant bleibt. Speziell für die Bedürfnisse der Impulstechnik wurde darauf geachtet, daß die Anstiegszeit genügend klein ist ($0,1 \cdot 10^{-8} \text{ s}$ für idealen Spannungssprung), wobei maximal 3% Überspringen auftritt. Die Dachschräge für 50-Hz-Rechteckimpulse beträgt maximal 3%. Für direkte Messung an den Y-Platten sind an der linken Seite des Gehäuses Kurzschlußstecker angebracht, und für diese Betriebsart ergibt sich eine Eingangsempfindlichkeit von $4,5 \text{ V}_{\text{eff}}/\text{cm}$ ($0,8 \text{ mm}/V_{\text{SS}}$) bei einem Eingangswiderstand von $5 \text{ MOhm} \parallel 36 \text{ pF}$.

Das Kippgerät überstreicht in neun Stufen mit einer zusätzlichen Feineinstellung von 1:4 einen Frequenzbereich von $9 \text{ Hz} \dots 330 \text{ kHz}$; die Kippspannung kann gleichzeitig hochohmig an zwei Buchsen abgenommen werden. Der Oszillograf ist für Eigen- und Fremdsynchronisierung eingerichtet und gestattet bei Eigensynchronisierung wahlweise Synchroni-



sierung mit Plus- oder Minusimpulsen. Die Synchronisierungsamplitude ist kontinuierlich einstellbar, und die zulässige Spannung bei Fremdsynchronisierung liegt zwischen 1,5 und $200 \text{ V}_{\text{eff}}$.

Der Y-Verstärker ist mit $2 \times \text{ECC } 85$ und $\text{ECH } 81$, der X-Verstärker mit $\text{ECC } 85$ und der Stoßoszillator und Synchronisierverstärker mit $\text{ECH } 81$ bestückt. Abmessungen: Breite 121 mm, Höhe 226 mm, Tiefe 316 mm; Gewicht 7,5 kg.

EH 900

HEPTODE

Für Doppelsteuerungen in elektronischen Schaltgeräten



MERKMALE:

Beide Steuergitter sind mit konstanter Steigung gewickelt und deshalb zum Ein- und Ausschalten nur kleine Spannungsimpulse erforderlich.

z. B. (siehe Kennlinienfelder)

bei $U_{g1} = 0$ und $I_a < 0,1 \text{ mA}$ $U_{g3} = -10 \text{ V}$

bei $U_{g3} = 0$ und $I_a < 0,1 \text{ mA}$ $U_{g1} = -6 \text{ V}$

Kleine Spannungsimpulse bedeuten niedrige Leistungsaufnahme des Impulserzeugers bei hoher Schaltgeschwindigkeit der Röhre.

Hohe Belasbarkeit des Gitters 2 mit Rücksicht auf Stromübernahme bei gesperrtem Gitter 3.

TELEFUNKEN

Die deutsche Qualitätsröhre



Datenschieber für Röhren

Zur schnellen und leichten Ermittlung von Röhrendaten hat *Siemens & Halske* einen Datenschieber herausgebracht, der aus einer doppelseitig bedruckten Hülle mit einer im Inneren verschiebbaren Zunge besteht. Durch Verschieben der Zunge stellt man den gewünschten Röhrentyp in einem Fenster ein und kann dann sofort alle wichtigen Betriebs- und Grenzdaten, den Anwendungsbereich und die Sockelbezeichnung ablesen. Die eine Seite des Datenschiebers umfaßt Röhren der E- und D-Serie, die andere Gleichrichterröhren und Röhren der D-, P- und U-Serie. Da auf dem Schieber auch die Sockelschaltungen abgebildet sind, erhält man mit einer Einstellung Auskunft über alle wissenswerten Daten.

Hi-Fi-Lautsprecherkombination

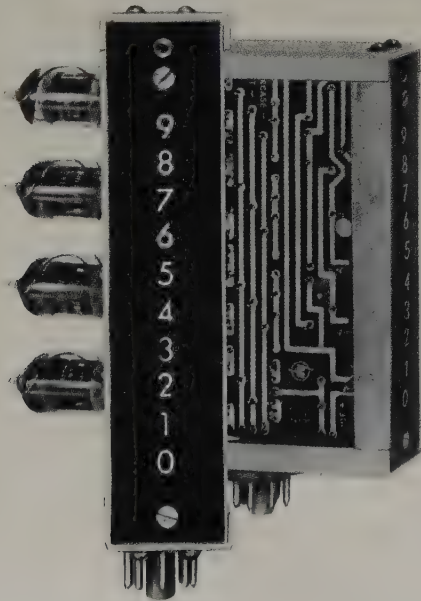
Ein bemerkenswertes Einbauelement für hochwertige Raumton-Lautsprecheranlagen ist die Hi-Fi-Kombination „TMH 55“ (*Isophon*, Berlin-Tempelhof). Sie enthält in einem Gehäuse aus Weichfaserplatten (700 × 450 × 175 mm) fünf aufeinander abgestimmte Spezial-Lautsprecher-systeme: ein Tiefton-Rundsystem von 300 mm Ø, ein Mittelton-Ovalsystem 210 × 150 mm und drei Spezial-Hochtönsysteme, die zu einem Breitstrahler zusammengefaßt sind und über einen Raumwinkel von mehr als 110° gleichmäßig strahlen. Der Frequenzbereich der Kombination reicht von 40...16000 Hz, wenn die Anordnung senkrecht eingebaut wird und für die Baßwiedergabe eine Luftvolumen von mindestens 0,2 m³ vorhanden ist. Belastbarkeit 12...15 W.

Pentode 13 E 1

Für elektronisch stabilisierte Netzgeräte liefert *Ediswan Mazda* jetzt die Pentode 13 E 1, die den besonderen Anforderungen derartiger Schaltungen entspricht. Die Katode ist indirekt geheizt (26 V, 1,3 A bzw. 13 V, 2,6 A). Die höchstzulässige Anoden- und Schirmgitterspannungen sind 800 beziehungsweise 300 V, die Steuergitterspannung -100 V. Als Anoden- und Schirmgitterverlustleistung sind 90 beziehungsweise 10 W zugelassen. Maximaler Katodenstrom 800 mA.

120-kHz-Dekadenzähler

Neue Dekaden-Zählwerke mit 120 kHz Zählgeschwindigkeit von der *Hewlett-Packard Company* geben eine so große Ausgangsspannung ab, daß sich damit Registriervorrichtungen betätigen lassen. Bemerkenswert an



den neuen Zählwerken des Typs „AC-4 A“ ist, daß sie geätzte Stromkreise haben. Ein sauberer mechanischer Aufbau mit verbesserter Belüftung hält die Arbeitstemperatur niedrig und erhöht damit die Lebensdauer. Die Leuchtziffern sind, um größte Helligkeit und leichte Ablesbarkeit bei allen Beleuchtungsverhältnissen zu erreichen, mit Reflektoren versehen. Die Dekadenzähler sind so ausgelegt, daß sie in alle normalen elektronischen Zählwerke passen.

REFERATE

Fotoelektrischer Gleichstromzerhacker für ferngelenkte Geschosse¹⁾

Zur Umwandlung von Signalen von wenigen Millivolt Gleichspannung in Wechselstromsignale, z. B. für Analog-Rechenwerke in ferngesteuerten Geschossen, verwendet man eine Bleisulfid-Fotозelle, deren Widerstand von 300 kΩ im unbelichteten, auf 140 kΩ im belichteten Zustand sinkt. Zur Erreichung eines mit 400 Hz modulierten Signals wird sie von einer Neonröhre beleuchtet, die U-förmig gebogen ist und die Fotозelle in einem innen mit einem reflektierenden Überzug versehenen Gehäuse

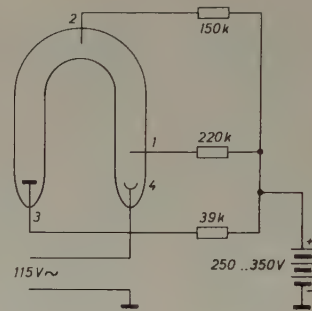


Abb. 1. Schaltung der Neonröhre, die zu einer mit 400 Hz intermittierenden Beleuchtung der Fotозelle benutzt wird

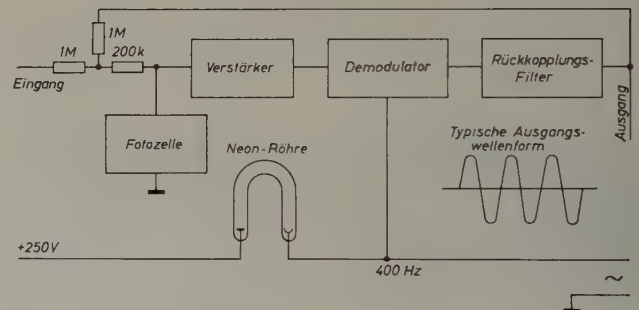


Abb. 2 (unten). Blockschaltbild des Gleichstromzerhackers

von beiden Seiten umgibt. Die Neonröhre wird über Zwischenelektroden 1 und 2 (Abb. 1) von einer 350-V-Gleichstromquelle, z. B. einer Batterie, gezündet und gibt dann bei 6300 A maximaler Entladestromstärke ohne vollständiges Erlöschen mit einer Frequenz von 400 Hz aufeinanderfolgende Entladungsblitze mit einer Beleuchtungsstärke von 2140 Lux ab, die im Gebiet der Sättigungsstromstärke der Fotозelle die gewünschten Widerstandsschwankungen ermöglichen. Die Fotозelle ist ein Glied eines Spannungsteilers. Die im Takte der Beleuchtung mit 400 Hz schwankenden Widerstandswerte verursachen am Abgriff des Spannungsteilers eine entsprechend periodische Schwankung der zugeführten Gleichspannungsimpulse. Diese mit 400 Hz schwankende Spannung wird von dem anschließenden Wechselspannungsverstärker verstärkt, darauf demoduliert und steht (nach Durchgang durch ein Filter zur Beseitigung des insbesondere vom Zündvorgang der Neonröhre herrührenden Störpegels) am Ausgang zur Verfügung. Vor dem Demodulator wird eine 400-Hz-Wechselspannung entnommen, die zwecks aufeinanderfolgender Zündung der Neonröhre dem diese speisenden Batteriestrom überlagert wird. Zur Erhöhung des Eingangspegels vor dem Verstärker ist eine Rückkopplung zwischen dem Filterausgang und dem Signaleingang hinter dem Eingangswiderstand angebracht. Die Neonröhre hat bei Betrieb in einer Umgebung von Raumtemperatur eine Lebensdauer von 10000 Std., die lediglich durch die allmähliche Zerstörung der Katode begrenzt ist. W.

¹⁾ Schwarz, S., und Solomonoff, R.: Photoelectric D-C Chopper for Guided Missiles. Electronics Bd. 27 (1954) Nr. 11, Seite 162 — 163



DEUTSCHE INDUSTRIEAUSSTELLUNG BERLIN 1955 · 24. IX. BIS 9. X.

Alfenol, ein neuer, weichmagnetischer Werkstoff

Die Verwendbarkeit von Aluminium als Legierungsbestandteil für magnetisch weiches Eisen wurde schon bei Einführung der legierten Eisensorten für magnetische Zwecke vor fünfzig Jahren durch Gumlich untersucht. Dabei ergaben sich für Aluminiumanteile bis etwa 8% günstige magnetische Eigenschaften. Allerdings waren diese Werkstoffe schlecht zu verarbeiten und konnten sich daher neben dem Silizium-Eisen nicht durchsetzen. Neuerdings werden jedoch auch hochwertige Transformatoren-Bleche aus Silizium-Eisen mit etwa 0,3...0,7% Al-Zusatz hergestellt.

In Japan wurden während des zweiten Weltkrieges Eisen-Aluminium-Legierungen mit verhältnismäßig hohen Al-Anteilen von 11...17% entwickelt. Sie waren als Ersatz für Nickel-Legierungen bestimmt, ohne allerdings die gleiche Qualität zu erreichen. Immerhin erschienen die magnetischen Eigenschaften dieser Werkstoffe so erfolgversprechend, daß die amerikanische Marine eine genauere Untersuchung ansetzte. Das Ergebnis dieser Forschungsarbeiten bildet die Eisen-Aluminium-Legierung „16-Alfenol“, die für die Verwendung in Übertragern und Wandlern sowie für elektronische Zwecke günstige Eigenschaften hat und dabei auch Nickel-Eisen-Legierungen vollwertig ersetzen kann.

Die Herstellung der Legierung erfolgt im Vakuumschmelzverfahren unter Verwendung reiner Rohstoffe. Bereits beim Schmelzvorgang wird eine Wasserstoffbehandlung zur weiteren Verbesserung der Reinheit angewendet. Der Kohlenstoffgehalt des Werkstoffs wird dadurch unter 0,0025% gesenkt. Das günstigste Legierungsverhältnis wurde mit 84 : 16 Gewichtsprozenten Eisen : Aluminium ermittelt.

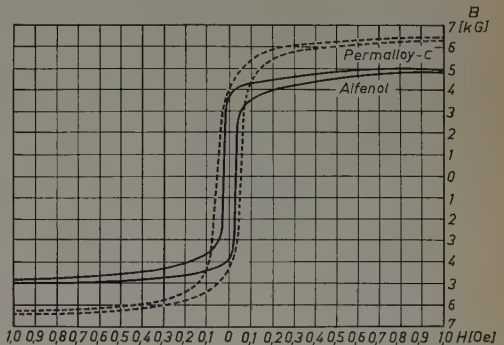
Die Walzbearbeitung erfolgt in drei Stufen. Mit einer Warmwalzung bei 1000°C werden die Gußblöcke von etwa 25 mm Stärke zunächst auf Blech von 3 mm ausgewalzt. Daran schließt sich eine Walzbearbeitung bei 575°C an. Die Blechstärke wird dabei bis auf 0,35 oder 0,18 mm reduziert. Noch dünnere Blechstärken bis zu 8 µ kann man durch Kaltwalzen von warm auf 0,18 mm vorgewalzten Bändern erhalten. Solche dünnen Bandstärken sind wegen der Wirbelstromverluste vor allem für die Verwendung bei höheren Frequenzen zweckmäßig.

Zwischen den einzelnen Verarbeitungsstufen sowie nach dem Auswalzen erfolgt ein Glühen des Werkstoffes in reinem Wasserstoff bei 575°C. Es bildet sich dabei eine Aluminiumoxydschicht auf der Oberfläche des Werkstoffes, eine dichte Haut, die eine zusätzliche Isolation der Bleche, wie diese sonst durch Lackieren oder durch Bekleben mit Papier erfolgt, überflüssig macht und außerdem einen wirksamen Korrosionsschutz darstellt.

Der ausgewalzte und geglühte Werkstoff ist wesentlich geschmeidiger als etwa hochlegierte Eisen-Silizium-Bleche und läßt sich daher verhältnismäßig leicht in eine für die Verwendung zweckmäßige Form bringen. Das Stanzen bereitet keine mechanischen Schwierigkeiten und hat keine Abnahme der Permeabilität zur Folge. Auch bei dünnsten Bändern läßt sich das Auftreten von Rissen verhindern.

Die magnetischen Eigenschaften dieses Werkstoffes sind vor allem durch hohe Permeabilität und geringe Ummagnetisierungsverluste gekennzeichnet. Die Anfangspermeabilität liegt bei 4000 und übertrifft damit die

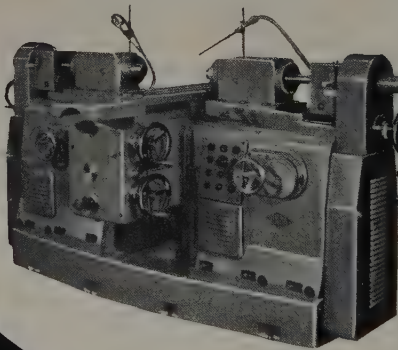
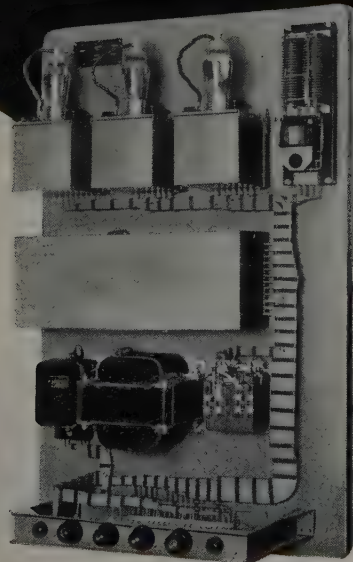
Abb. 1. Hysteresiskurve (Ausschnitt) für Alfenol



besten Eisen-Silizium-Werkstoffe etwa um das 5fache. Die Maximalpermeabilität kann bei geeigneter Glühbehandlung über 100000 liegen, ein Wert, der auch von hochwertigen Nickel-Eisen-Legierungen im allgemeinen nicht überschritten wird. Die Ummagnetisierungsverluste liegen bei 5000 Gauß und 60 Hz unter 0,1 W/kg. Nur Nickel-Eisen-Legierungen der Permalloy-Klasse (76...81% Nickel) erreichen noch geringere Verlustzahlen. Bei Frequenzen über etwa 1 kHz ist Alfenol in bezug auf Verluste allen anderen Legierungen überlegen. Ferner ist hervorzuheben, daß die magnetischen Eigenschaften sehr weitgehend „isotrop“ sind, d.h. nicht von der Magnetisierungs- oder Walzrichtung abhängen.

Der Verlauf der Hysteresisschleife ist auffallend rechteckig, die Koerzitivkraft ist 0,024 Oersted, die Sättigungsgrenze der Induktion liegt bei 8000 Gauß. Wie aus Abb. 1 ersichtlich, sind die magnetischen Eigenschaften von Alfenol durchaus mit der teuren Legierung Permalloy ver-

PINTSCH

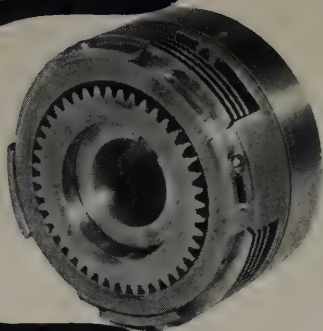


Rationelle Fertigung durch

Elektronische Antriebs- u. Regel-Technik

PINTSCH-ELECTRO GMBH • KONSTANZ

Schleifringlose Elektromagnet- Lamellen- Kupplungen



Das neue Antriebselement für
Werkzeugmaschinen aller Art • Pressen
Ziehmaschinen • Holzbearbeitungs-
maschinen • Textilmaschinen • Aufzüge
Transportbänder • Krane usw.

PINTSCH BAMAC
AKTIENGESELLSCHAFT • BERLIN NW 87

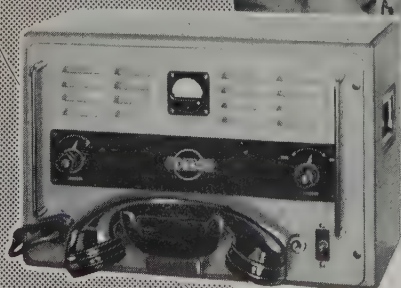


TE-KA-DE
**KLIRRFAKTOR-
MESSGERÄT**
MIT TRANSISTOREN

TE-KA-DE FUNKSPRECHANLAGE
FA 1255 W



BEDIENUNGSKASTCHEN
DES FA 1255 BW
AM ARMATURENBRETT



BEDIENUNGSGERÄT
FÜR FA 1255

TE-KA-DE
NURNBERG 2

gleichbar. Der neue Werkstoff ist für viele Zwecke ein gleichwertiger Austauschstoff für Nickel-Eisenbleche.

Bei der Verwendung von Alfenol-Stanzteilen für Aufnahme- und Wiedergabeköpfe in Tonbandgeräten gelang es, extrem geringe Luftspalte von etwa 6 μ einzustellen, ohne daß im praktischen Betrieb eine Verschlechterung auftrat, da die Legierung eine hohe Festigkeit gegen Abrieb hat. Dadurch ist der Frequenzgang bei 9,05 cm/s Bandgeschwindigkeit und normaler Entzerrung bis 12 kHz linear. Gleichzeitig verringerte sich die für die Vormagnetisierung erforderliche HF-Leistung um 50%.

Besonders günstige Verwendungsmöglichkeiten bestehen für diesen Werkstoff auch in sogenannten „magnetischen Gedächtnissen“ von elektronischen Rechenmaschinen, wobei der rechteckige Verlauf der Magnetisierungskurve für Speicher- und Zählzwecke ausgenutzt werden kann. Auch für Transformatoren und Übertrager für höhere Betriebsfrequenzen (über 500 Hz) ist Alfenol infolge seiner geringen Verluste und verhältnismäßig leichten Auswalzbarkeit vorzüglich geeignet.

Es scheint somit durchaus nicht als Übertreibung, wenn die Herstellung dieses Werkstoffes als der „seit Jahren bedeutsamste Schritt in der Weiterentwicklung weichmagnetischer Werkstoffe“ bezeichnet wird.

—RSH—

Schrifttum

Nachman, J. F., u. Buehler, W. J.: The fabrication and properties of 16-Alfenol, a non-strategic aluminium-iron alloy. Navord Report 2819. Vgl. auch Electronics Bd. 27 (1954) Nr. 11, S. 210

Lufey, C. W., u. Heath, W. T.: Alloy improves magnetic recording. Electronics Bd. 28 (1955) Nr. 6, S. 137—139

Empirische Formeln für stoßbelastete Netzwerke²⁾

Die Berechnung von Kenngrößen für Ausgleichsvorgänge in Netzwerken erfordert im allgemeinen einen hohen mathematischen Aufwand. Einfacher sind die Kenngrößen für sinusförmige Vorgänge zu ermitteln. Der Verfasser gibt verschiedene empirische Näherungsformeln für die Um-

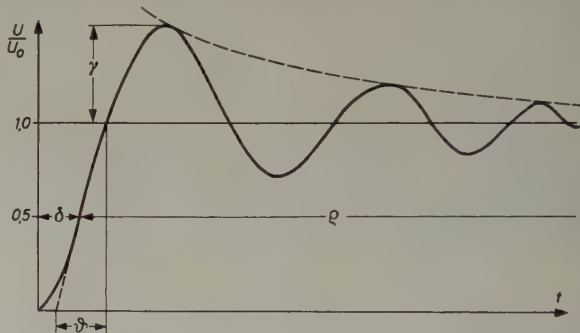
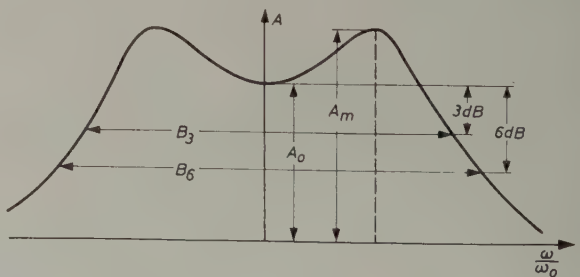


Abb. 1. Ausgleichsvorgang. Abb. 2 (unten). Resonanzverhalten



rechnung von Größen der einen Art in die der anderen Art an. Mit den Bezeichnungen nach Abb. 1 und Abb. 2 sowie der Definition

$$F = \frac{B_3 \cdot A_m}{B_6 \cdot A_0}$$

ergibt sich für die Anlaufzeit

$$\vartheta = \frac{1}{B_6} = \frac{F \cdot A_0}{B_3 \cdot A_m}$$

mit 15% mittlerem Fehler,
für den Überschuß

$$\gamma = 0,58 F - 0,39$$

mit 14% mittlerem Fehler,

²⁾ Jaworski, Z. E.: Empirical Transient Formulae. Electronic Engng. Bd. 2 (1954) Nr. 319, S. 396—400, 7 Abb.

für die Abklingzeit (Abklingen auf 1% oder 1/100 des Anfangswertes)

$$Q(1\%) = \frac{1}{B_0} (7F - 3)$$

mit 18% mittlerem Fehler,

$$Q(1/100) = \frac{1}{B_0} (9F - 3)$$

mit 25% mittlerem Fehler.

Die Formeln gelten für Netzwerke mit flachen Einfachresonanz-Kurven und für solche mit spitzen Doppelresonanz-Kurven. Scho

NEUE BÜCHER

Neue Funkortungsgrundlagen der Seeschifffahrt

Bücherei der Funkortung Band 4, Teil I. Herausgegeben von Staatssekretär Prof. L. Brandt. Dortmund 1955, Verkehrs- und Wirtschafts-Verlag GmbH. 116 S. m. 70 Abb. Format DIN B 5. Preis brosch. 7,80 DM.

Der erste Teil der anlässlich der Bremer Funkortungs-Fachtagung 1954 gehaltenen Vorträge ist in dem vorliegenden Band zusammengefaßt. Der historische Überblick von Rukop, *Gedenkdaten der Funkortung*, und Watson-Watt, *Die Geschichte des Radar in der britischen Seeschifffahrt*, gibt dem Leser, der sich erst in die Materie einarbeiten will, einen ausgezeichneten Überblick über die in der Vergangenheit geleistete Arbeit. Der Beitrag von Zwiebler, *Überblick über die Schiffsradargeräte*, bringt eine gute Zusammen- und Gegenüberstellung der wichtigsten, heute in der Schifffahrt benutzten Bordanlagen und stellt zahlreiche Geräte auch im Bild vor. Für die Sicherheit der Schifffahrt sind die von Wiedemann behandelten *Funkortungs-Landanlagen* nicht weniger wichtig als die Bordanlagen, denn erst durch das reibungslose Zusammenarbeiten beider läßt sich ein Maximum an Sicherheit auch unter widrigen äußeren Verhältnissen erreichen. Die besten technischen Geräte sind aber wertlos, wenn der Nautiker an Bord ihre Angaben nicht zu deuten und auszuwerten weiß und aus ihnen nicht die Schlüsse zieht, die der Schiffsführung eine risikolose Fahrt ermöglichen. Mit den deshalb besonders wichtigen Fragen der Funkortungs-Ausbildung des nautischen Nachwuchses und der Radarkurse für Nautiker beschäftigen sich eingehend die Ausführungen von Berger und Steidle. Abschließend diskutiert Freiesleben dann noch die Möglichkeiten der Darstellung von *Radarunterlagen für Seehandbücher*, die das Lesen der Radarschirmbilder wesentlich erleichtern können.

Für die alten und neuen Freunde der Radartechnik, einer Technik, die zwar im Kriege geboren, aber nach den Worten in der Begrüßungsansprache des Bremer Senatspräsidenten, Bürgermeister Kaisen, keine Kanone, sondern ein Gerät zur Sicherung der Schifffahrt ist, gibt das vorliegende, gut aufgemachte Buch einen wertvollen Überblick über einige Probleme der Anwendungen der Radartechnik in der Seeschifffahrt und sichert ihm damit die ihm gebührende Anerkennung und Verbreitung. -th

Nachrichtenübertragung mittels sehr hoher Frequenzen

Von G. Megla. Leipzig 1954, Fachbuchverlag GmbH. 217 S. m. 171 Abb. Format DIN C 5. Preis in Kunstleder geb. 17,— DM.

Als Ergänzung der leitungsgebundenen Nachrichtenverbindungen sind Richtfunksysteme in immer größerem Umfang von Bedeutung geworden. Der Aufbau dieser Strecken wurde nur in dem Umfang möglich, wie es gelang, die Physik und Technik der Frequenzen über 100 MHz bis in das GHz-Gebiet zu beherrschen. Das vorliegende Buch behandelt die wichtigsten Grundlagen der drahtlosen Nachrichtenübertragung in diesem Frequenzgebiet. Im Teil I „Allgemeine Grundlagen“ behandelt der Verfasser zunächst die Berechnung des Dämpfungsvierpols zwischen Senderausgang und Empfängereingang als wichtige Voraussetzung für die Planung einer jeden Richtfunkstrecke und anschließend die Schwunddämpfung, die Beziehungen zwischen Störquellen und Empfängerempfindlichkeit, Fragen des hochfrequenten Störabstandes, Modulationsverfahren und niederfrequenten Störabstand und schließlich das für die Praxis wichtige Thema Streckenplanung. Teil II ist ganz der Gerätetechnik gewidmet und bringt Schaltungs- und Konstruktionsbeispiele frequenz- und impulsphasenmodulierter Richtfunkverbindungen einschließlich der Kontroll- und Alarmeinrichtungen für unbemannte Relaisstellen. Ausführungen über Dezimeterkleinfunkgeräte und Lichtsprechgeräte beschließen das Buch, das im Anhang noch eine Formelzusammenstellung und ein Literaturverzeichnis enthält.

Das Buch ist seiner ganzen Anlage nach eine gute Mischung von Theorie und Praxis und gibt damit einem weiten Kreis von Ingenieuren, die in der Entwicklung oder im praktischen Betriebsdienst mit Richtfunkstrecken zu tun haben, viele wertvolle Hinweise und alle Grundlagen zum Verständnis und zum Aufbau von Funkrelaislinien. Wenn man im gerätetechnischen Teil auch gerne etwas über den Stand der Technik im Ausland gelesen hätte, so empfindet man das doch in keiner Weise als Wertminderung des ausgezeichneten Werkes. —th



KONTAKT-
EINRICHTUNGEN
F. ELEKTRONISCHE
APPARATE
UND MASCHINEN
MINIATUR-
KUPPLUNGEN

TUCHEL-KONTAKT HEILBRONN/NECKAR
TEL. 2389 / 5890



GRUNDIG

ELEKTRONISCHE MESSGERÄTE

- Breitband-Oszillograph
- Werkstatt-Oszillograph
- Elektronischer Schalter
- Röhrenvoltmeter
- Resonanzmeter
- Schwebungssummeer
- Rechteckgenerator
- Fernseh-Signalgenerator
- Fernseh-Wobbler
- Rauschgenerator
- Regel-Trenn-Transformator

HARTMANN & BRAUN AG FRANKFURT/MAIN



Photoelektrische Schaltgeräte

Zählgeräte
Scheinwerfer
Lichtschranken
Ultra-Relais
Dämmerungsschalter
Flammenwacht
Einbruchschutzgeräte
Rauchmelder
Türöffner

Verlangen Sie unsere Sammeliste 15/ER

SPEZIALFABRIK LICHTELEKTR. ZELLEN UND APPARATE

DR. B. LANGE

BERLIN · ZEHLENDORF · HERMANNSTRASSE 14-18



Unabhängig von
Netzspannungsschwankungen
durch den neuen elektronischen

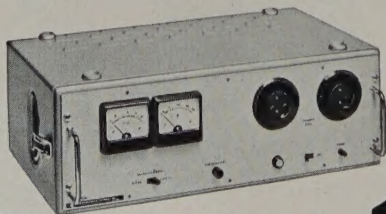
Wechselspannungs - Stabilisator

Type WS 6 mit Kaltleiter-Brückenstabilisierung

Regeldaten:

| Durchgangsleistung | Netzspannung | Regelgenauigkeit |
|--------------------|--------------|------------------|
| Bis 500 VA | 190-240 V | 0,1 % |
| Bis 1000 VA | 205-230 V | 0,1 % |

Besondere Kennzeichen: Geregelter Spannung ist unabhängig von Netzfrequenz und unabhängig von Belastung zwischen 0 und Vollast- sowie weitgehend von $\cos \varphi$ - Regelung des Effektivwerts - Hohe Langzeit-Konstanz - Geringer Eigenklirrfaktor - Nach Instrument einstellbare Ausgangsspannung



WANDEL u. GOLTERMANN

RUNDFUNK- UND MESSGERÄTE REUTLINGEN/WÜRTT.



HANDBUCH DES RUNDFUNK- UND FERNSEH-GROSSHANDELS

1955/56

Herausgegeben vom Verband Deutscher Rundfunk- und Fernseh-Fachgroßhändler (VDRG) e. V.

Bearbeitet von der Redaktion der FUNK-TECHNIK

Erscheint im Oktober

Dieser Katalog enthält über 300 Seiten Abbildungen und ausführliche Beschreibungen aller neuen

Rundfunk-Empfänger
Phonokombinationen
Musik- und Phonomöbel
Fernseh-Empfänger
Koffer- und Auto-Empfänger
Plattenspieler und Plattenwechsler
Tonabnehmer
Mikrofone
Magnettongeräte
Verstärker
Lautsprecher
Antennen · Antennenkabel
Röhren und Gleichrichter
Germanium-Dioden und Transistoren

Die sorgfältige Bearbeitung und übersichtliche Anordnung von Text und Abbildungen machen auch dieses HANDBUCH wieder zu einem zuverlässigen Helfer für den Fachhandel, die Reparaturwerkstatt und alle funkttechnisch Interessierten.

Preis DM 3,50 je Exemplar zuzüglich 68 Pf Versandkosten bei Voreinsendung des Betrages auf das Postscheckkonto VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH Berlin West 7664.

Für Großabnehmer Sonderpreis

**VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH**

Katalog-Abteilung

Berlin-Borsigwalde 211

FERNMESSUNG U. FERNREGISTRIERUNG

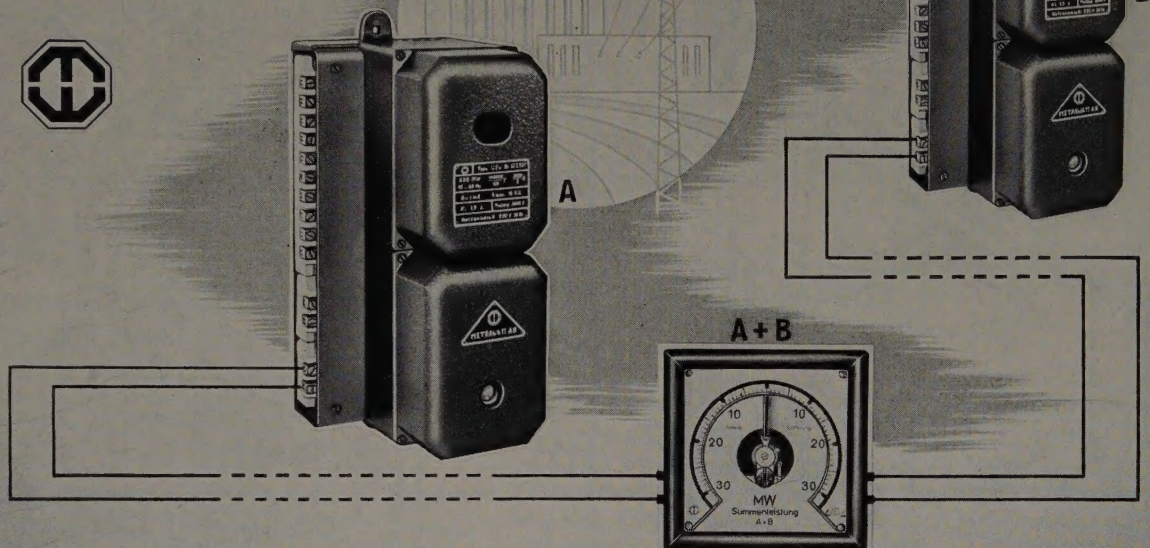
von Leistung (auch Summen u. Differenzen)

Strom

Spannung

mit

METRAWATT- MESSWERTUMFORMER



M E T R A W A T T A · G · N Ü R N B E R G

Koaxiale geschirmte HF-Leitungen
Symmetrisch geschirmte HF-Leitungen
Symmetrisch ungeschirmte HF-Leitungen
Kapazitäts- und dämpfungsarme Spezialleitungen für Ton- und Fernsehempfang

Verlangen Sie bitte Sonderangebote!

LEONISCHE DRAHTWERKE A.G.
NÜRNBERG

Elektronische Zählgeräte

Stückzähler, Impuls/Zeileinheitmesser
 Zeitintervallmesser, Universalzähler
 für Messungen höchster Genauigkeit von:
 Stückzahlen, auch mit ein- oder zweifacher Vorwahl
 Frequenzen (max. 1 MHz, mit Umseher: 515 MHz)
 Drehzahlen, Zeilen (min. 1 μ s, max. 11,5 Tage)
 zur Registrierung dazu: Zählbelagdrucker



Fabrikat:
 Berkeley-Division
 Beckman Instruments, Inc. USA

Messgeräte für Kernstrahlung

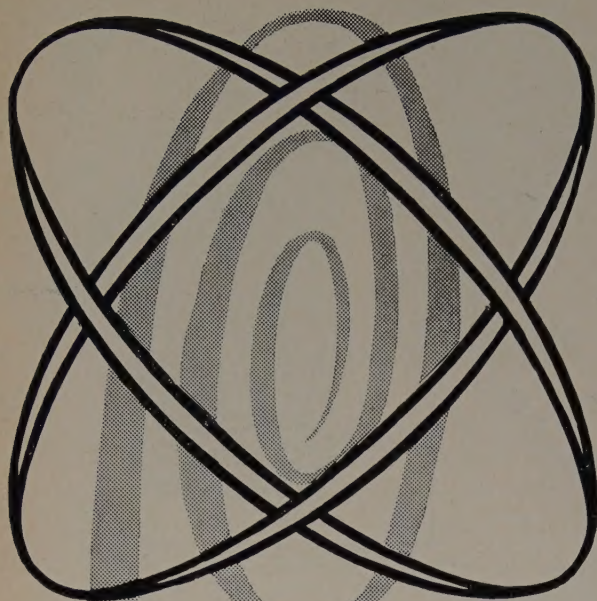
Dezimal-Zähler aller Größen, Mittelwertmesser
 Scintillationszähler, Strahlungsmessgeräte
 Doppelimpuls-Generatoren

Taschendosimeter

für Gamma- und Röntgenstrahlen
 Meßbereiche zwischen 0,2 r und 100 r



GÜNTHER & TEGETMEYER GMBH BRAUNSCHWEIG
 GESCHÄFTSFÜHRUNG: FRANKFURT/MAIN, GRAFSTR. 93-97 IM HAUSE HARTMANN & BRAUN AG



Elektronik

Dieser Markenname kennzeichnet unsere elektronischen Spitzenerzeugnisse:

Antennen-Anlagen für Einzel- u. Gemeinschaftsempfang in allen Bereichen:

RADARTHERM-Mikrowellen- und UKW-Therapiegeräte;

OMNITON-Volltransistor-Hörgeräte;

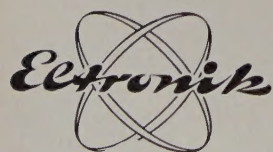
ULTRABLITZ-Geräte für Fotografen;

DIKTOMAT-Bürodiktiergerät;

GIGAFON, tragbarer Verstärker und Lautsprecher;

KF 54, Funksprechgerät für Kfz.

Der Schriftzug *Elektronik* und das Bildzeichen sind uns als Warenzeichen geschützt.



Elektronische Geräte mit diesem Zeichen verdienen Ihr Vertrauen.

DEUTSCHE ELEKTRONIK GMBH

(BISHERIGER NAME: BLAUPUNKT ELEKTRONIK GMBH)

Berlin-Wilmersdorf und Darmstadt

AUS DEM INHALT

OKTOBERHEFT 1955

Band 9 (1955) Heft 10, Seiten 341—386

| | |
|--|-----|
| H.-J. Dreyer: Programmgesteuerte Rechenmaschinen ... | 341 |
| O. Schröter: Von der Lochkarten-Rechenmaschine zur EDPM-Anlage | 344 |
| H. Billing und W. Hopmann: Mikroprogramm-Steuerwerk | 349 |
| W. E. Proebster: Das Paralleladdierwerk der PERM ... | 353 |
| G. Overhoff: Das Drucken der Resultate elektronischer Rechenanlagen | 360 |
| H. Päsler: Die Anwendung des Elektronenrechners »GAMMA 3« zur Lösung komplizierter mathematischer Probleme | 362 |
| H. O. Leilich: Technische Probleme bei der Entwicklung von Magnettrommelspeichern | 365 |
| R. Machery: Speicherschwingkreise und Datenein- und -ausgabe beim BULL-Elektronenrechner »GAMMA 3« .. | 369 |
| O. Eckert, E. Weides und K. Wallenfang: Gütebeurteilung von Rechteckferriten für elektronische Rechenmaschinen | 371 |
| H. Loth: Entwicklung von Widerständen für elektronische Geräte | 375 |
| A. Krösa und G. Ganzhorn: Transistoren in der Rechenmaschinentechnik | 377 |
| W. Bühler: Anforderungen an Germaniumdioden für elektronische Rechenmaschinen | 381 |
| Neue Bücher | 383 |
| Aus Industrie und Technik | 384 |

Zeichnungen vom Atelier der ELEKTRONISCHEN RUNDSCHAU (Bartsch, Beumelburg, Kortus, Trester, Ullrich) nach Angaben der Verfasser
Seite 386 ohne redaktionellen Teil

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141-167. Telefonanschluß: Sammelnummer 49 2331. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Anzeigenleitung: Walter Bartsch, sämtlich Berlin. Nach dem Pressegesetz in Österreich verantwortlich: Dr. W. Rob, Wien XIII, Hietzing, Trauttmansdorffgasse 3a. Postscheckkonto ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU: Berlin, PSchA Berlin West Nr. 2854. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU erscheint monatlich. Der Nachdruck von Beiträgen ist nicht gestattet. Die ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin